



09/701682
P.T.E.P 99/03945
Mod. C.E. 1-4-7

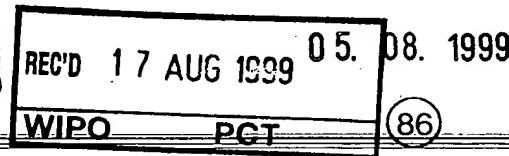
16/12

#6

MINISTERO DELL'INDUSTRIA, DEL COMMERCIO E DELL'ARTIGIANATO

DIREZIONE GENERALE DELLA PRODUZIONE INDUSTRIALE
UFFICIO ITALIANO BREVETTI E MARCHI

ER99/3945



EU

EPO - DG 1

Autenticazione di copia di documenti relativi alla domanda di brevetto per INV. IND.

N. MI 98 A 001280

*Si dichiara che l'unità copia è conforme ai documenti originali
depositati con la domanda di brevetto sopraspecificata, i cui dati
risultano dall'accusato processo verbale di deposito*

**PRIORITY
DOCUMENT**
SUBMITTED OR TRANSMITTED IN
COMPLIANCE WITH RULE 17.1(a) OR (b)

28 LUG. 1999

Roma, II



IL DIRETTORE DELLA DIVISIONE

IL REGGENTE

D.ssa Paola DI CINTIO

Paola Di Cintio

D. TITOLO

Metodo di equalizzazione spaziale e temporale, a convergenza rapida, per la cancellazione di interferenti isofrequenziali stazionari, e non, in segnali ricevuti da antenne a schiera di stazioni radio base di un sistema radiomobile cellulare, e relativo equalizzatore ad array sistolici

E. RIASSUNTO

Viene descritto un equalizzatore per ricevitori di stazioni radio base di un sistema radiomobile cellulare (GSM o DCS) che governa un array ad apertura sintetica per l'inseguimento dei mobili, operante in presenza di canali tempo-varianti e/o affetti da interferenti non-stazionari. Un insieme di array sistolici, posto a monte di un processore di Viterbi, minimizza l'errore quadratico medio che nasce dal confronto tra i simboli ricevuti, filtrati spazialmente, ed i simboli della sequenza di training convoluti con i campioni della risposta impulsiva stimata del canale. La minimizzazione dell'errore sfrutta in modo nuovo la "Displacement Theory" applicata alla decomposizione in forma triangolare delle matrici algebriche mediante aggiornamento ricorsivo del cosiddetto "fattore di Cholesky". È prevista una variante per il caso di improvvisi e forti interferenti, in cui viene utilizzato un rivelatore dei picchi di energia dei segnali sulle antenne per comandare l'aggiornamento anticipato della sola componente spaziale di una matrice strutturata ottenuta mediante la suddetta decomposizione (fig.12).

M. DISEGNO

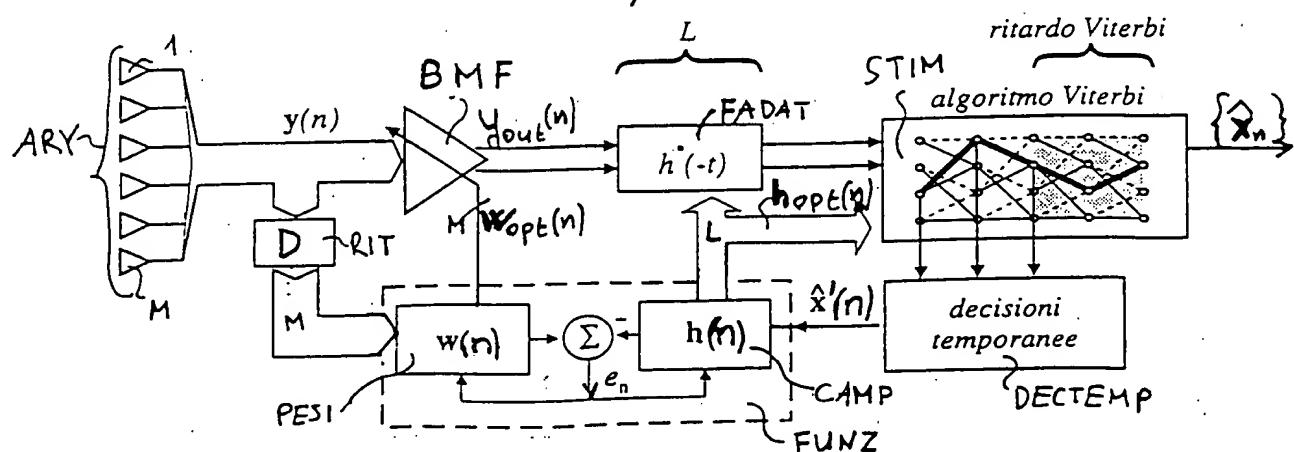


FIG. 12

Italtel spa, Piazzale Zavattari n. 12, 20149 MILANO.

5 GIU. 1998

BS SERVIZIO
Gallo Giusti

DESCRIZIONE

CAMPO DI APPLICAZIONE

MI 58 A 1280

La presente invenzione si riferisce al campo della telefonia radiomobile cellulare e più precisamente ad un metodo di equalizzazione spaziale e temporale, a convergenza rapida, per la cancellazione di interferenti isofrequenziali stazionari, e non, in segnali ricevuti da antenne a schiera di stazioni radio base di un sistema radiomobile cellulare, e relativo equalizzatore ad array sistolici. In modo particolare, l'invenzione è riferita a sistemi radiomobili che utilizzano una breve sequenza di training nei burst di trasmissione.

Nei sistemi telefonici radiomobili, la limitazione principale alla capacità di traffico offerto al pubblico servizio è costituita dalla scarsità di banda a disposizione. Sono quindi particolarmente apprezzate tutte quelle soluzioni tecnologiche che consentono di aumentare la suddetta capacità, o efficienza spettrale, mantenendo una predeterminata qualità di servizio in un'area comunque estesa. Sono state allo scopo sviluppate opportune strategie di copertura cellulare, unitamente a tecniche di multiplazione in frequenza FDMA (Frequency Division Multiple Access), e/o nel tempo TDMA (Time Division Multiple Access), e più recentemente nello spazio SDMA (Space Division Multiple Access) grazie all'utilizzo di antenne a schiera cosiddette intelligenti abbinate ai ricevitori.

La tecnica di copertura cellulare consiste nel suddividere l'area di servizio in zone, dette celle, ciascuna delle quali è servita da una propria stazione radio base BS (Base Station). Ogni cella ha a disposizione un proprio gruppo di canali radio che può

essere riutilizzato in altre celle opportunamente distanziate, l'attenuazione dei segnali radio è infatti proporzionale alla distanza con un esponente, o coefficiente di propagazione, in genere maggiore di 3. L'insieme completo delle celle che utilizzano tutti i canali radio a disposizione del sistema, senza alcun riuso degli stessi, è detto cluster di celle. Essendo l'efficienza spettrale inversamente proporzionale all'area di cella, i sistemi microcellulari sono l'approccio più comune per aumentare l'efficienza spettrale in aree urbane o suburbane ad alta densità di traffico. Al diminuire dell'area di cella i problemi associati a continui hand-over diventano sempre più critici, conseguentemente vengono in genere preferite strutture miste (microcelle sovrapposte a macrocelle ad ombrello) per gestire contemporaneamente stazioni mobili MS (Mobile Station) veloci in aree scarsamente popolate, e stazioni mobili lente in aree ad alta densità.

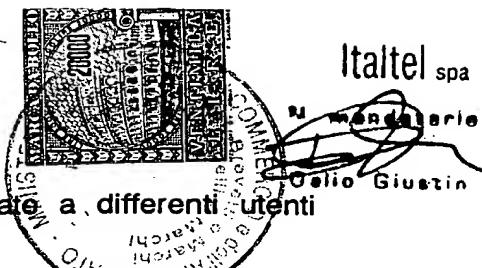
Al fine di incrementare l'efficienza spettrale, un primo approccio alternativo alla riduzione della dimensione della cella, consiste nella riduzione del numero C di celle per cluster, dove C è detta anche dimensione del cluster, il che equivale ad aumentare la frazione dello spettro totale gestito dalla singola BS. Questa strategia è nota come RCS (Reduced Cluster Size), il cui limite teorico è quello di rendere disponibile l'intero spettro a tutte le celle, realizzando cluster di una sola cella.

Un secondo approccio consiste nell'allocare un numero maggiore di utenti nello spettro già a disposizione nella cella, allocando più mobili sullo stesso canale, caratterizzato dalla stessa portante e dallo stesso time slot e, quindi, senza intervenire sulla dimensione del cluster. Questa seconda strategia è nota come SCFR (Same Cell Frequency Reuse) ed è basata sulla multiplazione a divisione di spazio SDMA


Giusto

entro la cella. Nei casi pratici essa viene realizzata in due modi distinti, di cui un primo consiste nella divisione della cella in settori più piccoli mediante una disposizione di antenne con diagramma di radiazione fisso (in genere con apertura a 120°), ed un secondo, e più moderno, consiste nel dotare le BS di rispettive antenne multifascio, o ad apertura sintetica, in grado cioè di trasmettere e ricevere in direzione dei terminali mobili con fasci direttivi relativamente stretti; ciò implica che tali fasci debbano inseguire un generico utente mobile che si muove nel piano azimutale.

La formale differenza tra l'impiego di una tecnica SCFR e la suddivisione della cella stessa in settori più piccoli, risiede nella capacità di allocare gli utenti nei rispettivi canali. Con la settorializzazione è possibile gestire più utenti sullo stesso canale solo se la loro posizione sul territorio rientra in differenti settori fissi di copertura radio. Questo comporta, in uno scenario caratterizzato da utenti in movimento, la necessità di continui handover. Una struttura SCFR riesce invece ad allocare nella stessa cella più utenti cocanale, senza dover partizionare la cella e ricorrere quindi a frequenti handover. Ovviamente, anche in quest'ultimo caso la BS deve poter distinguere l'uno dall'altro gli utenti cocanale, in modo da formare in ricezione degli opportuni diagrammi di radiazione, ciascuno in grado di tracciare il rispettivo utile e reiettare gli interferenti isofrequenziali, corrispondenti ai rimanenti utenti cocanale simultaneamente attivi entro la stessa BS, ed ovviamente serviti da altrettanti beamformer della stessa sezione ricetrasmettitori BTS (Base Station Transceivers). Come vedremo in seguito, nei sistemi GSM/DCS la discriminazione tra utile ed interferenti cocanale avviene sfruttando una sequenza di training di 26 simboli noti che costituisce il midambolo dei burst di trasmissione, posto di aver assegnato



differenti sequenze di training tra loro scarsamente correlate a differenti utenti cocanale. La suddetta sequenza è appositamente prevista per l'estrazione del sincronismo di simbolo e per la stima della risposta all'impulso del canale. Nel caso di utenti cocanale della stessa cella, essi sono anche fra loro sincronizzati, è quindi possibile localizzarli analizzando la sola sequenza di training.

Adottando le strategie RCS e SCFR, occorre assolutamente evitare che gli interferenti cocanale possano peggiorare la qualità del segnale demodulato, vanificando in tal modo il vantaggio della maggiore capacità di traffico consentito. Si vuole ancora sottolineare che, nei sistemi utilizzanti un approccio del tipo RCS, l'interferenza è dovuta agli utenti cocanale delle celle adiacenti, mentre nei sistemi che utilizzano l'approccio SCRF l'interferenza è generata sia dagli utenti cocanale della stessa cella, che dagli utenti cocanale di celle adiacenti.

Il canale radiomobile è stato a lungo studiato, e diversi modelli sono stati proposti compatibilmente con i più frequenti ambiti trasmissivi, rurale, urbano, etc. Da questi studi risulta che, a causa della natura dispersiva spaziale e temporale del canale radio, oltre agli interferenti generati dagli utenti cocanale sul percorso diretto, esistono anche quelli corrispondenti agli echi di questi ultimi sui percorsi multipli.

Particolare attenzione deve essere posta ad eventuali echi ritardati del segnale utile, poiché in alcuni esempi di arte nota essi sono relegati al ruolo di interferenti cocanale, mentre nell'esempio realizzativo secondo la presente invenzione gli stessi sono effettivamente riconosciuti come parte integrante del segnale utile.

Nel seguito concentreremo l'attenzione sulle stazioni radio base che utilizzano antenne a schiera per realizzare le tecniche RCS o SCFR, quest'ultima anche

secondo la più moderna tecnica SDMA, con assegnazione dinamica dei canali, o in concomitanza con l'utilizzo di tecniche tradizionali di ripartizione fissa delle frequenze.

Partiremo anche dall'assunto che è già stato risolto il problema della sincronizzazione, ovvero noto il metodo di acquisizione del sincronismo di portante, e di simbolo, e nota la posizione della sequenza di training all'interno del burst.

ARTE NOTA

La natura del canale radiomobile è tale da causare una dispersione spaziale (più direzioni di arrivo degli echi) e temporale (ritardo degli echi) dell'energia del segnale che giunge a ciascuna delle antenne. In un contesto caratterizzato dalla propagazione lungo percorsi multipli, è ragionevole aspettarsi che i diversi percorsi del segnale giungano ad una schiera di antenne con DOA differenti. Questa caratteristica del canale radiomobile può essere utilizzata per realizzare un'equalizzazione nel dominio spaziale, è possibile ad esempio filtrare il solo percorso a massima energia, oppure combinare tra loro opportunamente tutti i segnali provenienti dai differenti percorsi per cancellare gli interferenti cocanale. L'equalizzazione della dispersione temporale verrà considerata successivamente.

Onde poter effettivamente discriminare l'utile dalle diverse tipologie di interferenti, occorre dotare la schiera della capacità di modificare dinamicamente la propria funzione di direttività e di inserire degli zeri nel proprio diagramma di radiazione nelle direzioni dei segnali interferenti. Nel seguito verranno illustrati alcuni esempi realizzativi in tal senso, secondo l'arte nota, evidenziando di volta in volta i rispettivi inconvenienti. La descrizione, per semplicità di trattazione e senza nulla

togliere alla generalità della stessa, è limitata ad una array lineare ed uniforme di antenne, detto anche ULA (Uniform Linear Array).

Con riferimento alla fig.1, l'array consiste di M elementi uguali allineati ed equispaziati. La separazione tra elementi adiacenti è d . Per segnali a banda stretta con frequenza della portante f_c , si può definire la corrispondente lunghezza d'onda come:

$$\lambda = \frac{c}{f_c} \quad (1)$$

dove c è la velocità di propagazione ($c = 3.108 \text{ m/s}$ nel vuoto). La spaziatura d fra gli elementi può essere convenientemente espressa in funzione della lunghezza d'onda λ come:

$$d = \Delta \times \lambda \quad (2)$$

Δ è così la separazione fra gli elementi in termini di lunghezza d'onda.

Supponiamo nel seguito che sia presente un'unica sorgente puntiforme, sufficientemente distante da rendere assimilabile ad un'onda piana quella incidente sull'array. La direzione indicata in fig.1 dall'angolo θ è la direzione di arrivo dell'onda piana, detta in seguito DOA (Direction Of Arrival). Si ottiene quindi che il ritardo relativo τ tra i segnali ricevuti da due elementi adiacenti dell'array è:

$$\tau = \frac{d \cos(\theta)}{c} \quad (3)$$

Il segnale reale ricevuto sul k -esimo elemento dell'array è allora:

$$r_k(t) = s(t - \tau_k) = s(t - k\tau) \quad (4)$$

Si assume che i ritardi relativi ai diversi ricevitori lungo la schiera siano piccoli rispetto al reciproco della banda del segnale, cosicché gli stessi si possono approssimare con delle opportune variazioni di fase dell'inviluppo complesso $\tilde{r}_k(t)$.

Risulta quindi:

$$\tilde{r}_k(t) \approx \tilde{s}(t)e^{-j2\pi f_c k\tau} \quad (5)$$

il fattore di fase $2\pi f_c \tau$ può essere scritto in più modi:

$$2\pi f_c \tau = 2\pi f_c \frac{d \cos(\theta)}{c} = 2\pi \frac{d}{\lambda} \cos(\theta) = 2\pi \Delta \cos(\theta) \quad (6)$$

In definitiva, se $\tilde{s}(t)$ è l'equivalente in banda base del segnale ricevuto sul primo elemento dell'array, è definito un vettore $\mathbf{a}(\theta)$ come:

$$\mathbf{a}(\theta) = \begin{bmatrix} 1 \\ e^{-j2\pi \Delta \cos(\theta)} \\ \dots \\ e^{-j2\pi(M-1)\Delta \cos(\theta)} \end{bmatrix} \quad (7)$$

possiamo raggruppare i segnali ricevuti sui vari elementi dell'array in un vettore $\tilde{\mathbf{r}}(t)$:

$$\tilde{\mathbf{r}}(t) \approx \mathbf{a}(\theta) \tilde{s}(t) \quad (8)$$

Il vettore $\mathbf{a}(\theta)$ è il cosiddetto steering vector, o vettore di risposta dell'array, ad un'onda piana incidente con DOA uguale a θ .

Nell'arte nota uno dei primi approcci al problema della ricezione e trasmissione spazialmente selettive è quello dei cosiddetti sistemi a Switched Beams, ovvero che utilizzano schiere di antenne per formare un numero fisso di fasci orientati in direzioni fisse. I fasci così ottenuti sono selezionati, sia in trasmissione che in ricezione, in modo da utilizzare quel fascio che è meglio orientato nella direzione del terminale



Italtel spa

di
G. Giustiniani
gross

mobile. Questi sistemi, benché di facile realizzazione, hanno un inconveniente di non saper discriminare in modo efficace i segnali interferenti.

Con riferimento alla fig.2, notiamo un ricevitore a Switched Beams comprendente un array a quattro elementi, connessi agli ingressi di un blocco Beamformer, le cui quattro uscite sono rispettivamente connesse agli ingressi di un blocco di selezione del fascio ed a quelli di un selettore. L'uscita del blocco di selezione del fascio è connessa ad un ingresso di controllo del selettore.

Nel funzionamento il beamformer di fig.2 viene utilizzato per formare un diagramma di radiazione composto da un numero fisso B di fasci in direzioni prefissate ϕ_b sul piano azimutale. Gli ingressi del beamformer sono rappresentati dal vettore $\tilde{r}(t)$ (indicato nel seguito con $y(t)$), trascurando per semplicità il segno di tilde dell'inviluppo complesso.

Il beamformer è costituito da una matrice di coefficienti $[w_{m,b}]$ definiti come segue:

$$w_{m,b} = e^{-j2\pi(m-1)\Delta \cos(\phi_b)} \quad (9)$$

con $m = 1, 2, \dots, M$ e $b = 1, 2, \dots, B$. Il segnale sulla b -esima uscita del beamformer sarà dunque pari a:

$$y_{out_b}(t) = \sum_{m=1}^M s(t) e^{-j2\pi(m-1)\Delta(\cos(\phi_b) - \cos(\theta))} \quad (10)$$

Se $\theta = \phi_b$ l'uscita risulta massima. Nel caso ci siano più segnali, provenienti da più direzioni, considerando la direzione d'arrivo $\theta = \phi_b$, i contributi dei diversi elementi


 Di Giusto

 Celio Giusto

dell'array si sommano in fase. L'uscita b-esima del beamformer sarà dunque caratterizzata da un diagramma di radiazione con un massimo nella direzione ϕ_b .

La selezione del fascio migliore avviene secondo un criterio che tende a minimizzare la probabilità d'errore, ovvero applicando una metodologia MLSE (Maximum Likelihood Sequence Estimation) di stima della sequenza trasmessa a massima verosimiglianza. La suddetta stima è vantaggiosamente compiuta applicando il ben noto algoritmo di Viterbi ad un diagramma sequenziale a traliccio, o trellis, i cui rami rappresentano tutte le possibili transizioni di stato del ricevitore. L'algoritmo calcola, per tutte le possibili sequenze $\{x_n\}$, la distanza tra il corrispondente segnale trasmesso:

$$y(t|\{x_n\}) = \sum_n x_n h(t - nT) \quad (11)$$

ed il segnale ricevuto $y(t)$, e sceglie poi la sequenza $\{x_n\}$ che corrisponde alla minima tra queste distanze. Da ciò si intuisce che maggiori sono le distanze tra i possibili segnali $y(t|\{x_n\})$, minore risulta la probabilità di scegliere durante la demodulazione la sequenza sbagliata. Definendo quindi con d_{\min} il valore minimo della distanza fra tutti i possibili $y(t|\{x_n\})$, tale parametro risulta essere un indice affidabile della probabilità d'errore.

A causa della complessità computazionale di questo tipo di approccio, in alcuni esempi noti viene anche proposto un altro metodo per la selezione del fascio, basato semplicemente sulla qualità della demodulazione della sequenza di training. Fra tutti i fasci possibili viene scelto infatti quello che determina il minor numero di errori nella



Giustini

demodulazione del midambolo. A parità di errori commessi si utilizza il fascio che, alla fine dell'algoritmo di Viterbi applicato al midambolo, da luogo alla distanza minima.

Un approccio che fornisce all'antenna un maggior livello di intelligenza rispetto ai metodi di Switched Beams, consiste essenzialmente nell'esecuzione di un filtraggio spaziale sui segnali ricevuti dalle antenne, ad opera di un beamformer che sintetizza nel segnale uscente le caratteristiche di direttività di un opportuno diagramma di radiazione in grado di ridurre l'interferenza cocanale. Questo approccio, nella maggior parte degli esempi noti di applicazione, richiede la conoscenza preventiva delle DOA di utile ed interferenti cocanale. In letteratura si trovano diversi tipi di algoritmi studiati per risolvere il problema della stima delle DOA, avendo a disposizione una schiera di antenne riceventi. L'algoritmo più rappresentativo è quello noto con il nome di MUSIC (Multiple Signal Classification), proposto da R. O. Schmidt nell'articolo intitolato "Multiple Emitter Location and Signal Parameter Estimation", pubblicato in IEEE Trans. Antennas and Propagation, vol. AP-34, No. 3, March 1986, a cui si rimanda per una trattazione più completa. L'algoritmo necessita dell'ipotesi restrittiva che la matrice di covarianza del segnale non sia singolare; in tal caso i segnali sulle antenne non sono correlati tra loro e gli steering vector risultano linearmente indipendenti.

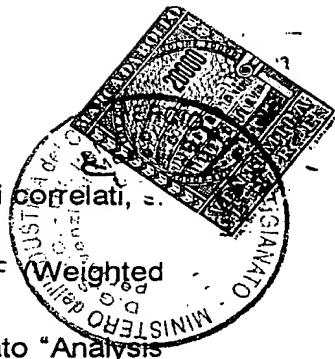
Note le direzioni d'arrivo $(\hat{\theta}_i, i = 1, \dots, p)$ bisognerà costruire un diagramma di radiazione appropriato. Una possibilità è quella di definire tanti diagrammi quante sono le DOA stimate (p), in base alla tecnica MVDR (Minimum Variance Distortionless Response), descritta ad esempio da S. Haykin nel volume intitolato "Adaptive Filter Theory", edito da Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, N.J., 1991.

Tale approccio permette di stimare i coefficienti del beamformer in modo che il diagramma di radiazione abbia risposta unitaria in corrispondenza della direzione prescelta, minimizzando contemporaneamente l'effetto d'interferenza e del rumore proveniente da tutte le altre direzioni.

Fino a questo punto, quindi, si sono stimate le direzioni di arrivo dei vari segnali, costruendo per ognuno di essi un apposito diagramma di radiazione. Con la tecnica descritta, non c'è modo però di sapere qual è la direzione di arrivo associata al segnale ritenuto utile, e di conseguenza qual è il diagramma di radiazione che è più conveniente utilizzare per effettuare la demodulazione. Si può quindi pensare di selezionare il fascio secondo le modalità precedentemente descritte, in modo da scegliere quello che permette una migliore demodulazione della sequenza di training.

Nel caso di stima delle DOA, le argomentazioni di cui sopra sono rigorosamente valida per il caso di p segnali incorrelati con $p < M$, dove M è il numero di elementi dell'array, ovvero per scenari caratterizzati da un basso numero di percorsi multipli, come i sistemi di comunicazione mobile in area rurale.

Nel caso di propagazione in ambienti caratterizzati da numerosi percorsi multipli, come ad esempio nelle aree metropolitane, l'estrazione delle DOA può risultare inefficiente, poiché il numero di direzioni di arrivo dei vari segnali è spesso superiore alla dimensione dell'array, e anche l'ipotesi di incorrelazione tra i diversi segnali sulle antenne è difficilmente verificata. Ad ogni modo, almeno nel caso in cui i multipercorsi relativi ad uno stesso segnale appartengono tutti ad un settore angolare non troppo ampio, le prestazioni dell'algoritmo rimangono spesso soddisfacenti, e comunque superiori a quelle garantite dall'approccio a Switched Beams.



Per rendere più efficiente la stima delle direzioni nel caso di segnali correlati, può pensare di utilizzare altri algoritmi di ricerca delle DOA, come il WSF (Weighted Subspace Fitting) proposto da B. Ottersen e M. Viberg nell'articolo intitolato "Analysis of subspace fitting based methods for sensor array processing", a seguito dei Proc. ICASSP 89, pp. 2807-2810, Glasgow, Scotland, May 1989. Tale algoritmo, al prezzo di una complessità computazionale superiore, riesce a trattare anche sorgenti coerenti. I vantaggi vengono comunque fortemente limitati sia, come già detto, dal grande numero di direzioni di arrivo, sia dal fatto che, anche riuscendo a stimare più di una direzione per ogni segnale, bisognerebbe utilizzare un algoritmo per la composizione del fascio in grado di sfruttare appieno la conoscenza di tali direzioni. Disponendo di uno schema di demodulazione efficiente in grado di gestire i multipercorsi, come è quello basato su un algoritmo MLSE, può risultare infatti utile puntare il fascio verso più repliche dello stesso segnale, in modo da massimizzare il rapporto segnale-disturbo, cosa che però non è possibile con la già menzionata tecnica MVDR che, come già detto, considera come utile una sola direzione.

Gli algoritmi sopra illustrati che prevedono la stima delle DOA si dimostrano inoltre inefficienti nel caso di non-stazionarietà durante la trasmissione. Consideriamo infatti il caso di un interferente che disturba la trasmissione solo in un semiburst (e non durante il midambolo). La direzione d'arrivo di un interferente stimata utilizzando un algoritmo di selezione del fascio basato sulla qualità della demodulazione del midambolo, potrebbe non considerare l'effetto di tale interferente. In tal caso occorrerebbe ricorrere a più onerosi algoritmi per la selezione, o composizione, del fascio basati sulla demodulazione non più del solo midambolo ma dell'intero burst.

Nel sistema radiomobile cellulare, il numero dei segnali interferenti può risultare a volte maggiore del numero delle antenne che compongono la schiera, in tal caso l'ipotesi $p < M$ non è più verificata e l'array può non essere in grado di inserire zeri nel diagramma di radiazione in direzione di ogni interferente. Ciò significa che i metodi basati esclusivamente sulla stima delle DOA perdono ulteriormente di efficacia.

Tuttavia anche in questo contesto l'array adattativo deve poter essere in grado di combinare i segnali presenti alle antenne per migliorare il rapporto tra il segnale e la somma degli interferenti col rumore, rapporto noto in letteratura con l'acronimo di SINR, (Signal to Noise and Interferents Ratio). Nei seguenti articoli di J. H. Winters:

- "Optimum Combining in Digital Mobile Radio with Cochannel Interference", pubblicato in IEEE J. Select. Areas Commun., vol. SAC-2, No. 4, July 1984;
- "Optimum Combining for Indoor Radio Systems with Multiple Users", pubblicato in IEEE Trans. Commun., vol. COM-35, No. 11, November 1987, viene sviluppato il concetto di combinatore ottimo.

È questa una tecnica alternativa alla stima delle DOA, che si basa sulla conoscenza "a priori" da parte del ricevitore di una sequenza di simboli noti $\{x_n\}$ (sequenza di training), presente nei singoli burst di trasmissione per scopi di sincronizzazione. La sequenza $\{x_n\}$ viene ulteriormente sfruttata nel processo di filtraggio spaziale mediante il quale vengono opportunamente combinati i segnali ricevuti dalla schiera di antenne per massimizzare il SINR.

Tale approccio consente di sfruttare la diversità spaziale del segnale, oltre che per ridurre la potenza relativa degli interferenti cocanale, anche per affrontare il fading alla Rayleigh del segnale utile.

In fig.3 viene mostrato lo schema a blocchi di un combinatore ottimo a M elementi. Come si può notare, il combinatore ha M ingressi per altrettanti segnali di banda base $y_1(n), \dots, y_i(n), \dots, y_M(n)$, ricevuti da corrispondenti M elementi di un array (non visibile in figura). I suddetti segnali vengono moltiplicati per dei rispettivi pesi $w_1, \dots, w_i, \dots, w_M$, in genere complessi. I segnali pesati pervengono agli ingressi di un primo sommatore, alla cui uscita è presente un segnale $y_{out}(n)$ che fuoriesce dal combinatore e perviene inoltre, con segno negato, ad un ingresso di un secondo sommatore, al cui altro ingresso è presente un segnale x_n . All'uscita del secondo sommatore è presente un segnale errore e_n che perviene ad un blocco WEIGHT ADJUSTMENT avente altri ingressi per i segnali $y_1(n), \dots, y_i(n), \dots, y_M(n)$. Alle uscite di detto blocco sono presenti i pesi $w_1, \dots, w_i, \dots, w_M$.

Nel funzionamento, il segnale $y_{out}(n)$ può essere espresso come:

$$y_{out}(n) = \sum_{i=1}^M y_i(n) w_i \quad (12)$$

Indicando con $w = [w_1, w_2, \dots, w_M]^T$ il vettore dei pesi, e con $y(n) = [y_1(n), y_2(n), \dots, y_M(n)]^T$ il vettore dei segnali ricevuti, ed adottando una notazione matriciale, possiamo definire la somma pesata dei segnali provenienti dalle antenne come:

$$y_{out}(n) = \mathbf{w}^T \mathbf{y}(n) \quad (13)$$

La differenza tra il segnale desiderato x_n , corrispondente ai campioni della sequenza di training, ed il segnale $y_{out}(n)$ in uscita dal combinatore definisce il segnale errore:

$$e_n = x_n - \mathbf{w}^T \mathbf{y}(n) \quad (14)$$

Questo segnale viene usato come segnale di controllo nel processo di adattamento dei pesi del combinatore.

Lo scopo del processo di adattamento, è quello di trovare un vettore di pesi w , tale da fornire in uscita, ad ogni istante, un segnale uguale a quello desiderato x_n . Quando i segnali in ingresso possono essere visti come variabili stocastiche stazionarie, il blocco WEIGHT ADJUSTMENT cerca il vettore dei pesi che minimizza una funzione costo corrispondente all'errore quadratico medio MSE (Mean Square Error), definito come segue:

$$\bar{e}^2(w) \stackrel{\text{def}}{=} E[|e_n|^2] \quad (15)$$

dove $E[\dots]$ indica il valore medio dell'argomento tra parentesi.

Sostituendo la (14) nella (15) possiamo ottenere l'insieme dei pesi che minimizza l'MSE:

$$\begin{aligned} \bar{e}^2(w) &= E[|x_n|^2 + w^T y(n) y(n)^T w - 2w^T x_n y(n)] \\ &= E[|x_n|^2] + w^T \bar{R}_{yy} w - 2w^T \bar{R}_{yx} \end{aligned} \quad (16)$$

dove la matrice di covarianza spaziale \bar{R}_{yy} dei segnali in ingresso alle antenne può essere espressa come:



$$\bar{\mathbf{R}}_{yy} \stackrel{\text{def}}{=} E[y(n)y^*(n)]$$

(17)

e la matrice di cross-covarianza $\bar{\mathbf{R}}_{yx}$ tra gli M segnali in ingresso alle antenne ed il segnale desiderato, può essere espressa come:

$$\bar{\mathbf{R}}_{yx} \stackrel{\text{def}}{=} E[y(n)x_n^*] \quad (18)$$

L'errore quadratico medio definito nella (16) è una funzione quadratica dei pesi \mathbf{w} . Le componenti del gradiente della funzione MSE, sono le derivate parziali dell'MSE rispetto ai valori dei pesi. Derivando la (16) rispetto a \mathbf{w} , otteniamo il gradiente come funzione lineare dei pesi:

$$\nabla E[e_n^2] = 2\bar{\mathbf{R}}_{yy}\mathbf{w} - 2\bar{\mathbf{R}}_{yx} \quad (19)$$

Quando la scelta dei pesi è ottimizzata, il gradiente risulta nullo, quindi:

$$\begin{aligned} \bar{\mathbf{R}}_{yy}\mathbf{w}_{opt} &= \bar{\mathbf{R}}_{yx} \\ \mathbf{w}_{opt} &= \bar{\mathbf{R}}_{yy}^{-1}\bar{\mathbf{R}}_{yx} \end{aligned} \quad (20)$$

Il vettore dei pesi \mathbf{w}_{opt} è dunque quello che fornisce il minimo errore quadratico medio. L'equazione (20) è detta equazione di Wiener-Hopf. Per un'analisi più dettagliata dei metodi di ricerca del vettore dei pesi ottimo, si rimanda all'articolo intitolato "Adaptive Antenna Systems", autori: B. Widrow, P. E. Mantey, L. J. Griffiths e B. B. Goode, pubblicato negli IEEE Proceedings, vol. 55, No. 12, December 1967.

Considerando ora l'equalizzazione temporale, è opportuno introdurre le seguenti considerazioni: sia $\{x_n\}$ una sequenza di N simboli trasmessi su un canale con lunghezza di dispersione L, ovvero la cui risposta impulsiva sia significativa entro un tempo LT, essendo T il tempo di simbolo. Consideriamo una schiera di antenne

composta da M elementi. Il vettore dei segnali ricevuti sulla schiera di antenne

$\mathbf{y}(t) = [y_1(t), y_2(t), \dots, y_M(t)]^T$ è rappresentato dalla convoluzione di un vettore $\mathbf{h}(t)$

con la sequenza trasmessa $\{x_n\}$:

$$\mathbf{y}(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} x_n \mathbf{h}(t - nT) + \mathbf{n}(t) \quad (21)$$

dove gli elementi del vettore $\mathbf{h}(t - nT)$ sono i campioni della risposta impulsiva del canale sulle varie antenne. Il vettore $\mathbf{h}(t)$ può essere scritto come:

$$\mathbf{h}(t) = \sum_{i=1}^N A_i e^{-j2\pi f_c t_i} h_0(t - \tau_i) \mathbf{a}(\theta_i) \quad (22)$$

essendo:

- N è il numero dei cammini multipli,
- A_i l'attenuazione di tratta dell' i -esimo cammino,
- θ_i la direzione d'arrivo,
- h_0 la convoluzione dell'impulso di modulazione e della risposta impulsiva del filtro di ricezione,
- $\mathbf{a}(\theta_i)$ è lo steering vector, o vettore della risposta dell'array in direzione θ_i , definito nella (7).

Il vettore $\mathbf{n}(t)$ rappresenta il rumore additivo, che considereremo temporalmente e spazialmente bianco, e che soddisfa quindi alle seguenti condizioni:

$$\begin{aligned} E[\mathbf{n}(t)\mathbf{n}^*(t)] &= \sigma^2 \mathbf{I} \\ E[n_k^*(t)n_k(t+\tau)] &= \sigma^2 \delta(\tau) \end{aligned} \quad (23)$$

In gran parte degli esempi noti di realizzazione di un equalizzatore ottimo per la compensazione delle distorsioni introdotte dal canale sulle caratteristiche temporali della sequenza trasmessa, l'equalizzatore è costituito da un filtro adattato alla risposta impulsiva del canale, seguito da un decisore a massima verosimiglianza (MLSE) basato sull'algoritmo di Viterbi. Sia per la realizzazione del filtro adattato, che per quella del decisore MLSE, è quindi indispensabile conoscere la risposta impulsiva del canale, in genere ignota. Sfruttando la conoscenza del midambolo, l'equalizzatore stima la risposta all'impulso del canale, per poi calcolare i coefficienti del filtro adattato alla risposta impulsiva del canale e poter quindi stimare la sequenza trasmessa, vantaggiosamente utilizzando l'algoritmo di Viterbi. La possibilità di effettuare una stima del vettore $\mathbf{h}(t)$ rende quindi superfluo il calcolo esplicito dello stesso secondo la (22), che presuppone la stima delle direzioni d'arrivo.

Gli algoritmi finora menzionati, affrontano in due fasi di equalizzazione disgiunte il problema della stima della sequenza trasmessa, e precisamente:

- equalizzazione spaziale per l'annullamento degli interferenti;
- equalizzazione temporale del segnale filtrato spazialmente.

Un'equalizzazione disgiunta consente però di combinare spazialmente solo gli echi del segnale che non risultino significativamente ritardati. Gli echi del segnale ritardati sono infatti considerati come interferenti cocanale. Tale approccio può però risultare in una riduzione del rapporto tra segnale e rumore all'ingresso dell'equalizzatore temporale, come verrà visto confrontando tra loro le figg.4 e 7, ed in una minore robustezza dell'algoritmo di beamforming a fronte di particolari distribuzioni azimutali degli echi, come verrà visto confrontando tra loro le figg.5 e 8.

Alla luce di quanto appena detto, prendiamo in considerazione la funzione costo (15) del combinatore di Wiener-Hopf, discussa in precedenza:

$$\bar{e}^2(w_1, w_2, \dots, w_M) = E[|e_n|^2] = E\left[\left|\sum_{i=1}^M w_i y_i(n) - x_n\right|^2\right] \quad (15)$$

dove con w_i si indica il coefficiente con cui si pesa il segnale ricevuto alla i -esima antenna. Questo algoritmo massimizza il rapporto tra il segnale ed il rumore, dove per segnale si intendono tutti quegli echi che risultano correlati con la sequenza di training $\{x_n\}$. Se il canale introduce dei ritardi superiori al tempo di simbolo, $T \approx 3,7 \mu s$ per il GSM, gli echi così ritardati risultano decorrelati con la sequenza di training e vengono trattati dal combinatore come interferenti cocanale.

In fig.4 è rappresentato il diagramma di radiazione sul piano azimutale di una schiera di antenne, in cui i coefficienti di beamforming sono calcolati con l'algoritmo di Wiener-Hopf applicato al funzionale (15), in presenza di un segnale utile generato da un mobile MSd, con relativo eco ritardato di $5 \mu s$, e di un interferente cocanale generato da un mobile MSI. Come si può notare, il diagramma di radiazione presenta un massimo nella direzione dell'utile (90°), un primo zero nella direzione dell'interferente cocanale (120°), ed un secondo zero nella direzione dell'eco del segnale utile (60°). A causa del secondo zero si perde la possibilità di sfruttare anche l'energia dell'eco del segnale utile nel processo di stima della sequenza trasmessa.

In fig.5 è rappresentato il diagramma di radiazione sul piano azimutale della schiera di antenne utilizzata in uno scenario che differisce dal precedente solo per la presenza di una replica dell'interferente cocanale che viene a trovarsi sulla stessa



direzione di arrivo (90°) del segnale principale. Come si può notare, il diagramma di radiazione presenta ancora i due zeri nelle direzioni precedenti, rispettivamente, dell'interferente (120°) e dell'eco del segnale utile (60°), ma in questo nuovo scenario non è più presente il massimo nella direzione dell'utile (90°). Questo comportamento si spiega, considerando un sistema di sincronismo tradizionale, in quanto il combinatore vede un unico segnale utile, distinto dall'interferente, nella comune direzione (90°), e tenta comunque di ridurre l'effetto dell'interferente in quella direzione riducendo il guadagno. Ciò comporta un'ulteriore riduzione dell'energia del segnale utile presente nel processo di stima della sequenza trasmessa. Il combinatore perde quindi l'opportunità di trasferire il lobo di massimo guadagno nella sola direzione dell'eco del segnale utile (60°), riuscendo in tal modo ad annullare l'effetto dell'eco dell'interferente avente la stessa direzione dell'utile.

In ambito radiomobile sono noti degli algoritmi più recenti di quelli finora illustrati che cercano di ovviare agli inconvenienti evidenziati dalla discussione di figg.4 e 5. I suddetti algoritmi sfruttano ancora il concetto di minimizzazione dell'errore quadratico medio espresso da un opportuno funzionale, come avveniva per il combinatore ottimo, ma, a differenza di questi, l'informazione sul canale che entra nell'espressione del suddetto funzionale è ora fornita da un filtro cosiddetto spazio-temporale per il fatto di doversi adattare alla risposta complessiva del canale.

Un esempio in tal senso è costituito dalla domanda di brevetto internazionale WO 97 08849 A, pubblicata il 6/3/97 a nome THOMSON CSF, intitolata: "METODO E DISPOSITIVO PER IL MULTIPLEXING-DEMULITPLEXING SPAZIALE DI SEGNALI

RADIOELETTRICI PER SISTEMI RADIOMOBILE SDMA", con priorità francese del

22-8-95.

Nella suddetta domanda viene descritta una stazione radio base che utilizza in maniera "intelligente" una schiera di antenne a cui è accoppiato un ricetrasmettitore multivia dotato di mezzi di beamforming particolarmente idonei a rendere possibile l'assegnazione di un medesimo canale frequenziale-temporale a più mobili nella stessa cella, sempre che i relativi segnali abbiano direzioni d'arrivo sufficientemente decorrelate. L'invenzione, che sostanzialmente rivendica un'applicazione della tecnica SDMA in ambito radiomobile, presenta due varianti realizzative che si distinguono per la diversa tipologia dei mezzi di beamforming utilizzati in ricezione. Più precisamente, la prima variante è riferita a mezzi che necessitano di un blocco funzionale per la stima degli steering vector, che vengono quindi passati ad un filtro spaziale di beamforming vero e proprio. I mezzi di beamforming della prima variante sono riconducibili a quelli già menzionati per la stima delle DOA e risultano molto meno pertinenti nei confronti della presente invenzione rispetto ai mezzi di beamforming previsti nella seconda variante, pertanto la prima variante non verrà esaminata. Giova tuttavia ricordare che le tecniche utilizzate nella prima variante sono dette "trasparenti" perché non necessitano di alcuna conoscenza a priori sulla sequenza di simboli ricevuta.

I mezzi di beamforming previsti nella seconda variante realizzativa della citazione THOMSON utilizzano, invece, la conoscenza a priori della sequenza di training, come appunto avviene nell'invenzione che sarà descritta. Questi secondi mezzi comprendono un filtro spazio-temporale. L'ottimizzazione della risposta

complessiva del canale viene compiuta mediante due algoritmi tra loro alternativi, rispettivamente denominati FAST-BBT-DFE e FAST-DFE, dove:

- FAST è un acronimo di Filtro Adattato Spazio-Temporale,
- BBT è un acronimo di Bruit Blanc Temporellement, con terminologia francese, e
- DFE di Digital Feedback Equalizer, con terminologia inglese.

Riportiamo di seguito quanto è testualmente detto in merito ai vantaggi di questi

algoritmi:

- "Il FAST-BBT-DFE permette di rimettere in fase l'energia dell'insieme delle traiettorie del segnale utile e di reiettare in modo sub-ottimale i segnali interferenti da percorsi multipli. Questo modo di procedere comporta un guadagno in termini di rapporto segnale rumore sul simbolo corrente in confronto ad un algoritmo di filtraggio solo spaziale (FAS-DFE), infatti l'algoritmo presenta le stesse capacità di reiezione dei segnali interferenti con la differenza che gli echi dell'utile diversi dalla traiettoria principale non sono più assimilati a dei segnali interferenti, cosicché si liberano altrettanti gradi di libertà per prendere in considerazione altri interferenti.
- Il FAST-DFE permette di trattare in modo quasi-ottimale un segnale con interferenti proveniente da un array, in quanto esso realizza non solo la messa in fase degli echi dell'utile ma anche quella degli echi degli interferenti prima della loro reiezione. Questo modo di procedere consente di eliminare una sorgente interferente utilizzando un solo grado di libertà spaziale qualunque sia il numero di echi secondo i quali questa sorgente è ricevuta dall'array".

Occorre tuttavia precisare che le suddette operazioni di "messa in fase" o "riallineamento" sono soltanto il risultato degli algoritmi preposti e non costituiscono

quindi passi autonomi del processo di ottimizzazione del canale, poichè altrimenti richiederebbero una stima separata delle DOA. Inoltre, il blocco di stima delle DOA resta anche nella seconda variante per gli scopi tipici della tecnica SDMA, ovvero per poter compilare una tabella di correlazione intermobili delle direzioni di arrivo dei segnali alle antenne, da utilizzarsi nel multiplexing spaziale per il beamforming di trasmissione.

L'algoritmo FAST-BBT-DFE, illustrato con riferimento alla fig.11 della citazione, parte dalla formulazione teorica di un filtro ottimo (valendo le ipotesi restrittive del caso) per ciascuna delle N vie facenti capo alle N antenne. Il suddetto filtro non agisce direttamente sul segnale ricevuto, ma bensì sullo stesso prima sottoposto ad uno sbiancamento spaziale della relativa componente di rumore+interferente. Per compiere il filtraggio ottimo è necessario conoscere la matrice \mathbf{R}_b di autocorrelazione di rumore+interferente sulle N antenne e la matrice \mathbf{G} di risposta complessiva del canale. Vengono allo scopo introdotte delle ipotesi restrittive sulla natura della matrice \mathbf{R}_b , che consentono di stimare separatamente le due matrici e completare quindi il filtraggio proposto all'inizio del procedimento. Dopodichè il segnale filtrato viene fatto pervenire ad un organo di decisione di tipo DFE.

La principale ipotesi restrittiva consiste nel considerare la matrice \mathbf{R}_b di natura impulsiva, il che comporta degli interferenti tra loro completamente incorrelati, e quindi equiparabili ad un rumore bianco nella banda del segnale utile. In altri termini, gli interferenti sono considerati privi di echi, o meglio, ciascun eco è considerato come

ITALIAI spa
SOCIETÀ ITALIANA
Dello Stato

esso stesso un autonomo interferente. Sotto queste ipotesi la convergenza dell'algoritmo è detto essere abbastanza rapida.

È del tutto evidente che l'applicazione di un tale algoritmo non è affatto consigliabile in ambito radiomobile dove, specie nelle celle urbane di piccole dimensioni, lo scenario tipico è al contrario caratterizzato da interferenti cocanale corredati da un ventaglio di relativi echi da percorsi multipli. Il fatto di non considerare questa realtà comporta lo svantaggio di non poter ottimizzare in modo effettivamente credibile il rapporto segnale-rumore complessivo, oppure, qualora venga utilizzata la tecnica SCFR (in modalità SDMA) di non poter separare in modo ottimale sul piano azimutale i diversi utenti mobili cocanale.

L'algoritmo FAST-DFE, illustrato con riferimento alla fig.12 della citazione, non pone invece alcuna limitazione sulla natura del rumore, comprensivo questi degli interferenti cocanale, trattando con ciò il canale in maniera quasi ottimale. Pure in questo caso la struttura è costituita da un filtro spazio-temporale associato ad un organo di decisione di tipo DFE, anche se è detto possibile l'utilizzo del Viterbi, senza però illustrare le modalità di un tale utilizzo. Il filtro spazio-temporale è costituito da N filtri temporali W_k , lunghi N_{HR} , uno per ogni via n -esima che si diparte dalle N antenne. È inoltre presente un ulteriore filtro temporale HR, pure lungo N_{HR} posto sulla via di retroazione dell'equalizzatore DFE. Come è noto dalla teoria degli equalizzatori, un DFE, prima di sottoporre i simboli ricevuti ad un decisore a soglia, cerca di rimuovere l'ISI dalla sequenza dei relativi campioni, predisponendo allo scopo un filtro cancellatore che agisce in retroazione sui campioni postcursori della risposta impulsiva, e di un equalizzatore preliminare che agisce in avanti (forward) sui

campioni precursori. Nello schema di fig.12 il filtro HR costituisce appunto il cancellatore, mentre l'insieme dei filtri W_k , i cui segnali filtrati vengono sommati tra loro a costituire un unico segnale somma, sono equiparabili all'equalizzatore preliminare. Il segnale ripulito dall'ISI, indicato nel testo con $\tilde{z}(n)$, è ottenuto dalla differenza tra il suddetto segnale somma ed il segnale filtrato da HR. Il segnale $\tilde{z}(n)$ attraversa il decisore a soglia che fornisce una stima $\hat{z}(n)$ della sequenza di dati trasmessa.

L'aggiornamento dei pesi dell'intera struttura filtrante viene effettuato minimizzando l'errore quadratico medio MSE espresso dal seguente funzionale:

$$\xi = E[|\tilde{z}(t) - \hat{z}(t)|^2] \quad (24)$$

Il funzionale (24) nel caso di canale stazionario viene stimato come segue:

$$\hat{\xi} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n |\tilde{z}(i) - \hat{z}(i)|^2 \quad (25)$$

mentre per canale non stazionario vale la seguente espressione:

$$\hat{\xi} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \lambda^{(n-i)} |\tilde{z}(i) - \hat{z}(i)|^2 = \lambda \hat{\xi}(n-1) + |\tilde{z}(i) - \hat{z}(i)|^2 \quad (26)$$

dove λ è un fattore di oblio scelto tra zero e uno in funzione della non stazionarietà del canale.

In presenza della sequenza di training, questa sostituisce $\hat{z}(i)$ nelle (25) e (26).

Manca nella descrizione della seconda variante una chiara indicazione di come agire sui diversi filtri per minimizzare l'MSE, a scopo di descrizione sono stati citati gli acronimi dei principali algoritmi noti di minimizzazione ma non viene fornito un valido

esempio di applicazione al caso specifico spazio-temporale. Manca inoltre l'indicazione di un vincolo da impostare sull'energia del segnale ricevuto, al fine di evitare nella minimizzazione della (24) la possibilità di convergenza verso una classe di soluzioni banali. Posto che nella citazione THOMSON gli esempi realizzativi con filtraggio spazio-temporale sono stati promossi al rango di variante dotata di autonoma originalità, e che l'applicazione degli algoritmi anzidetti non sembra nota al caso spazio-temporale, la richiedente dubita che la semplice citazione degli stessi possa mettere in grado il tecnico del ramo di poter riprodurre l'invenzione rivendicata nella variante senza esercitare autonoma attività inventiva.

ANALISI DEL PROBLEMA TECNICO

Quello che appare fin da subito evidente è una certa qual complessità dell'intera struttura di fig.12 della citazione THOMSON. Analizzando infatti l'espressione del funzionale da minimizzare, nonché la stessa figura, e come è detto d'altronde chiaramente nel testo, si vede che l'ottimizzazione avviene congiuntamente sul filtro spazio-temporale W e sul filtro HR dell'equalizzatore DFE. Occorre quindi aggiornare un numero di $(N+1) \times N_{HR}$ coefficienti indipendenti ad ogni intervallo di simbolo. L'elevato numero di coefficienti da aggiornare comporta una certa qual lentezza nella convergenza della stima e quindi la necessità di sequenze di training lunghe, fatto questo che viene autonomamente evidenziato in una tabella dei vantaggi ed inconvenienti dell'algoritmo FAST-DFE.

Volendo utilizzare il suddetto equalizzatore spazio-temporale in ambito GSM, dove le sequenze di training previste dallo standard hanno categoricamente una lunghezza di 26 simboli, e possono quindi essere considerate brevi, sorge il problema

della convergenza della stima entro la finestra temporale di una tale sequenza. In tal caso, infatti, la stima dell'errore $\hat{\xi}$ subirebbe un ulteriore rallentamento dovuto alla mancanza di precisione nella valutazione dell'errore stesso, dovendo allo scopo il DFE utilizzare delle stime $\hat{z}(n)$ in sostituzione dei campioni non più disponibili della sequenza di training. Esiste quindi la concreta possibilità che una parte consistente di simboli dell'intero burst di trasmissione venga erroneamente stimata, causando con ciò un degrado della qualità del segnale demodulato. Nel caso poi di sistemi trasmissivi che adottino dei burst corti, tra cui potrebbe rientrare lo stesso GSM con un burst di solo 148 simboli, si profila addirittura il pericolo di una mancata convergenza entro l'intera durata dello stesso burst.

L'inconveniente messo in luce è già di per sé sufficiente a sconsigliare l'utilizzo di un siffatto algoritmo in ambito GSM, ma ulteriori considerazioni in merito verranno fatte per evidenziare dei problemi tecnici conseguenti e di non poco conto.

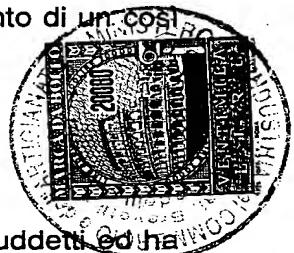
Un secondo problema che può nascere dalla lentezza nella convergenza della stima è quello della scarsa capacità dell'equalizzatore di fronteggiare le non stazionarietà del canale, dovute principalmente ad interferenti che si attivano al di fuori della finestra temporale della sequenza di training, e/o al caso in cui il canale non si possa più considerare tempo-invariante, come ad esempio avviene quando è sensibile l'effetto doppler dovuto all'alta velocità dei mobili. Gli inconvenienti sopra evidenziati diventano ancora più rimarchevoli in presenza di interferenti non-stazionari improvvisi e di forte intensità ($C/I < -10 dB$). È questa una condizione che può verificarsi frequentemente in ambito radiomobile urbano, ad


 Italtel s.p.a.
 Città Già

esempio, quando per via di una cosiddetta "corner attenuation" la potenza degli interferenti viene improvvisamente a sovrastare quella dell'utile. Specie in quest'ultimo contesto occorrono soluzioni ben più potenti di quella indicata nella (26), consistente nel pesare ciascuna iterazione della stima con il fattore di oblio $\lambda \leq 1$.

Un ultimo inconveniente, originato dalle stesse cause dei precedenti, consiste nella difficoltà di realizzare materialmente un ricevitore in grado di svolgere in un solo tempo di simbolo tutte le operazioni aritmetiche necessarie all'adattamento di un così gran numero di coefficienti della struttura filtrante spazio-temporale.

SOMMARIO DELL'INVENZIONE



La presente invenzione si prefigge di superare gli inconvenienti suddetti ed ha come scopo principale quello di indicare un procedimento di equalizzazione spaziale e temporale che sia particolarmente rapido nel convergere verso delle prestazioni ottimali, e che può quindi essere utilmente impiegato in stazioni radio base di un sistema radiomobile cellulare, ad esempio GSM, dotate di antenne a schiera cosiddette intelligenti.

Secondo scopo, concomitante al primo, è quello di indicare le modalità di come estendere il procedimento di equalizzazione al di fuori del midambolo, in presenza di un canale non stazionario, specie se affetto da interferenti improvvisi e di forte intensità, garantendo la più breve durata possibile del transitorio entro cui inevitabilmente si manifesta una perdita di qualità del segnale demodulato, e la limitazione di tale perdita a valori contenuti.

Terzo scopo è quello di indicare un metodo numerico iterativo per l'aggiornamento di una stima dei parametri di equalizzazione ottimi, che sia nello stesso tempo preciso e di rapida esecuzione.

Quarto scopo è quello di indicare le modalità realizzative mediante array sistolici di un equalizzatore basato sul metodo numerico iterativo appena menzionato.

Per conseguire tali scopi la presente invenzione ha per oggetto un metodo di equalizzazione per la cancellazione di interferenti isofrequenziali in segnali ricevuti da antenne a schiera di stazioni radio base di un sistema radiomobile cellulare. Detti segnali essendo ricevuti sotto forma di burst di simboli di un burst di trasmissione, comprendente una sequenza di training nota al ricevitore, detti burst ricevuti essendo demodulati, digitalizzati, memorizzati, e sincronizzati mediante discriminazione della sequenza di training.

Il principale problema tecnico evidenziato nell'arte nota viene risolto dal metodo di equalizzazione della presente invenzione, mediante le seguenti fasi operative:

- a) filtraggio spaziale dei segnali provenienti dalle antenne, utilizzando un filtro spaziale che combina tra loro sulla base di opportuni pesi dei simboli corrispondenti nei diversi burst memorizzati;
- b) filtraggio temporale del segnale generato da detto filtro spaziale, utilizzando un filtro adattato a campioni della risposta impulsiva del canale trasmissivo;
- c) ottimizzazione congiunta di detti pesi e campioni sulla base dei simboli di detta sequenza di training e dei detti segnali provenienti dalle antenne presenti nei burst memorizzati;

d) stima dei simboli del burst di trasmissione corrispondenti alla sequenza uscente dal filtro temporale adattato;

e) aggiornamento dei valori ottimizzati di detti pesi e campioni, al di fuori della finestra temporale della sequenza di training, mediante ripetizione delle precedenti fasi a)...d), sostituendo nella fase c) i simboli della sequenza di training con dei simboli stimati nella fase d), rendendo con ciò detta equalizzazione adattativa, come anche descritto nella prima rivendicazione.

Vantaggiosamente l'organo decisore è un processore di Viterbi che sfrutta i detti campioni ottimizzati della risposta impulsiva del canale per calcolare, in modo noto, delle metriche di ramo di un trellis, utilizzate per stimare a massima verosimiglianza la sequenza di simboli trasmessa. L'organo decisore potrebbe anche essere un DFE, ma questo comporterebbe una perdita di prestazioni.

Detta ottimizzazione congiunta dei parametri di equalizzazione è conseguita minimizzando un funzionale corrispondente all'errore quadratico medio che nasce dal confronto tra corrispondenti campioni n -esimi di due sequenze, di cui, una prima è ottenuta sottponendo i simboli della sequenza di training ad un filtro temporale che stima i detti campioni della risposta impulsiva del canale trasmissivo, ed una seconda sequenza è ottenuta sottponendo i campioni n -esimi dei detti burst memorizzati ad un filtro spaziale che stima i detti pesi.

Vantaggiosamente, la suddetta stima congiunta dei parametri ottimali di equalizzazione viene effettuata in modo iterativo su grandezze numeriche complesse espresse in forma algebrica matriciale e rappresentative degli inviluppi di rispettivi segnali in banda base.

Il metodo di equalizzazione oggetto della presente invenzione possiede, rispetto all'arte nota più pertinente costituita dal metodo FAST-DFE, il vantaggio di una più rapida convergenza, da cui deriva la capacità di meglio fronteggiare scenari trasmissivi particolarmente critici. Questo vantaggio si dimostra fondamentale in ambito GSM ed in sistemi che adottino burst di trasmissione particolarmente corti.

I vantaggi evidenziati derivano essenzialmente dal fatto di eseguire in due fasi successive il filtraggio complessivo, una prima fase di filtraggio solo spaziale, ed una seconda fase solo temporale, ma di ottimizzare congiuntamente i coefficienti di entrambi i filtri (per quanto riguarda i coefficienti del filtro temporale adattato, gli stessi sono indirettamente ottimizzati attraverso l'ottimizzazione dei campioni della risposta impulsiva). Viene con ciò a determinarsi una reciproca interazione tra i due tipi di filtraggio, che spinge verso l'ottimo per effetto del vincolo imposto dal criterio MMSE (Minimun-MSE) in concomitanza con i dati certi della sequenza di training. Il risultato di una tale interazione è quello di favorire il passaggio attraverso la cascata dei due filtri della massima energia possibile proveniente dal segnale utile, comprensivo quindi dei suoi echi, e di reiettare il maggior numero possibile di interferenti cocanale, a cui devono quindi essere ricondotti i relativi echi. Quello che in effetti viene compiuto è una risincronizzazione automatica degli echi, valida sia per l'utile che per gli interferenti, che opera in sinergismo con la discriminazione della direzione dei diversi segnali sul piano azimutale. Le caratteristiche funzionali del procedimento in oggetto lo distinguono in maniera originale rispetto ai procedimenti dell'arte nota più pertinente, dove, come si è visto, è prevista un'unica fase di filtraggio

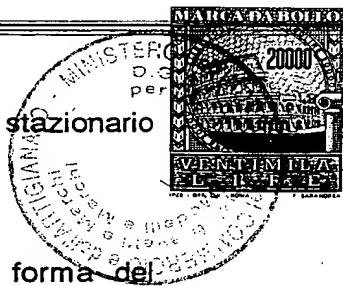
spazio-temporale per modellare completamente il canale, a cui può seguire un'ulteriore fase di filtraggio solo temporale nel caso di utilizzo di un DFE.

Grazie alle sue caratteristiche funzionali, il procedimento secondo l'invenzione manipola un numero di coefficienti considerevolmente limitato, pari alla somma $M+N$ dei coefficienti di due filtri FIR, questo favorisce senza dubbio la velocità di convergenza della stima.

Ulteriori vantaggi relativi ai metodi di calcolo ed al canale non stazionario verranno di volta in volta elencati procedendo nella descrizione.

Occorre inoltre far notare che, malgrado la similitudine tra la forma del funzionale (26) e quello utilizzato nella presente invenzione, che sarà in seguito illustrato e di cui è stata comunque già data una chiara rappresentazione, c'è in realtà una diversità nei due termini della differenza che costituisce l'argomento del modulo. Nel caso dell'arte nota, infatti, l'azione correttiva del secondo termine solo temporale risulta meno efficace nel modificare nel senso dell'ottimo la componente spaziale, rispetto all'azione del termine corrispondente nel funzionale della presente invenzione, perché una componente solo spaziale in realtà non esiste, essendo il primo termine di natura spazio-temporale, ed è questa una causa ulteriore che rallenta la convergenza.

Da ultimo, il termine "stima congiunta" assume nella presente domanda un significato effettivo supportato dalla descrizione, distinguendosi con ciò da un significato sottinteso che la stessa dizione ha nell'illustrazione dell'algoritmo FAST-DFE. La modalità esecutiva di una siffatta stima sarà fornita in relazione alla descrizione di un metodo innovativo di minimizzazione del funzionale errore, che sarà



oggetto di relative rivendicazioni dipendenti. Giova anticipare che detto metodo è fondato sull'aggiornamento iterativo di una matrice strutturata ad opera di un vettore aggiornamento che include i segnali dei burst memorizzati ed i simboli della sequenza di training, e dell'utilizzo della matrice aggiornata per il calcolo di detti pesi e campioni ottimizzati al tempo di simbolo n -esimo.

Nel metodo oggetto principale d'invenzione la stima congiunta dei parametri ottimali di equalizzazione si esaurisce all'ultimo campione della sequenza di training, generalmente inclusa in un midambolo del burst di trasmissione. I 26 campioni del midambolo GSM (dei 148 disponibili) sono sufficienti a garantire la convergenza della stima anche in presenza di segnali ricevuti di mediocre qualità. I parametri ottimali di equalizzazione restano poi disponibili per la demodulazione della parte restante del burst memorizzato, ed il segnale demodulato non perde di qualità, purché i canali siano tempo-invarianti e gli interferenti abbiano caratteristiche stazionarie.

Il metodo dell'invenzione risolve nella fase adattativa e) il problema di una corretta equalizzazione pur in presenza di canali con caratteristiche tempo-varianti e/o interferenti non-stazionari, aggiornando la suddetta stima dei parametri ottimali di equalizzazione ad ogni nuovo simbolo ricevuto. Operativamente, occorre allo scopo poter disporre sia di un vettore dei segnali d'ingresso alle antenne, che di un vettore dei dati trasmessi. Mentre il primo vettore è sempre disponibile, il secondo vettore è completamente noto solo durante il midambolo, ove corrisponde alla sequenza di training memorizzata nel ricevitore. Si vede quindi la necessità, una volta esaurito il midambolo, di sostituire la sequenza di training con i simboli della sequenza stimata, tenendo presente che i simboli già decisi ad un istante n , altri non sono che quelli

associati ad un percorso selezionato nel trellis fino all'istante n -esimo. In concomitanza viene inviata al processore di Viterbi una sequenza aggiornata di campioni ottimali della risposta impulsiva del canale, per l'aggiornamento dei valori delle metriche di ramo. Con ciò i vantaggi prima menzionati sono pienamente apprezzabili lungo tutto il burst di trasmissione.

Questo modo di procedere introduce inevitabilmente, a causa del tempo di latenza dell'algoritmo di Viterbi che si somma al ritardo dovuto al filtro temporale adattato, un ritardo eccessivo nella stima dei parametri ottimali di equalizzazione, impedendo con ciò di inseguire variazioni veloci delle caratteristiche del canale.

L'inconveniente viene evitato forzando l'algoritmo di Viterbi a decidere già dopo pochi passi (tipicamente 4, o 5) qual è la sequenza di dati più probabile, che viene presa al tempo di simbolo attuale risalendo nel trellis il percorso a massima verosimiglianza, mentre le decisioni definitive per la decodifica MLSE vengono invece prese alla fine del burst, in modo che siano il più possibile affidabili.

Poiché le decisioni a breve termine possono risultare errate, si può generare un fenomeno di propagazione degli errori, che può durare fintanto che i dati erronei vengono riutilizzati per la stima dei parametri ottimali di equalizzazione, ovvero per un numero di tempi di simbolo pari al ritardo intrinseco con cui si rendono disponibili le decisioni a breve termine.

Il metodo di equalizzazione oggetto d'invenzione elimina anche questo secondo inconveniente ricopiando in blocco, ad ogni tempo di simbolo, gli L simboli necessari all'aggiornamento dei parametri di equalizzazione. È del tutto evidente che

l'aggiornamento dei parametri ottimali di equalizzazione altri non è che una nuova stima congiunta degli stessi.

Vantaggiosamente, è possibile procedere al suddetto aggiornamento, ed alla conseguente equalizzazione adattativa, partendo dalle estremità del midambolo e procedendo parallelamente nei due sensi verso le estremità del burst preventivamente memorizzato e sincronizzato. Questo comporta il vantaggio di poter disporre del doppio del tempo per i calcoli. È anche possibile procedere con una prima passata sul semiburst di destra e solo dopo su quello di sinistra, usando i dati decisi del semiburst di destra per avere un insieme di dati decisi più lungo su quello di sinistra. Questo modo di procedere migliora la precisione ma non la velocità della stima.

Con gli accorgimenti posti finora in atto, e considerando che la stima congiunta dei parametri ottimali di equalizzazione viene estesa all'intero burst, è utile potenziare l'efficacia dei dati più recenti rispetto a quelli più lontani nel tempo, in modo da rendere il metodo più reattivo rispetto alle variazioni delle caratteristiche del canale. Viene allo scopo introdotto un coefficiente di oblio inferiore all'unità, come d'altronde anche indicato nell'arte nota, che pesa opportunamente gli elementi di alcune matrici che memorizzano i dati storici utilizzati nella stima, prima di ogni iterazione di aggiornamento delle stesse.

Il grado di equalizzazione ottenuto dal metodo illustrato è generalmente sufficiente a consentire una corretta demodulazione nella quasi totalità delle situazioni trasmissive reali. Tuttavia, in presenza di interferenti non-stazionari di forte intensità ($C/I < -10 \text{ dB}$), le decisioni errate prese durante la fase iniziale



dell'adattamento, immediatamente dopo l'arrivo del disturbo, sono così inutilese da superare la soglia che consente alla stima dei parametri di equalizzazione ottimi di convergere verso valori accettabili di BER nel segnale demodulato, in tempi ragionevolmente brevi rispetto alla lunghezza del semiburst. Il forte aumento della probabilità d'errore è inevitabile a causa del ritardo intrinseco delle decisioni a breve termine, che rallenta l'istante di visione dell'interferente, e quello di attuazione delle contromisure atte a neutralizzarlo.

Per far fronte ad interferenti non-stazionari di forte intensità, viene descritta una variante di metodo che comprende una fase di continuo monitoraggio dell'energia ricevuta sulle antenne, e di rivelazione non coerente di eventuali picchi superiori ad una soglia predeterminata. Questa fase è utilmente svolta in parallelo al normale funzionamento. La rivelazione di un picco ad un istante \bar{n} viene sfruttata per selezionare automaticamente il funzionamento secondo la variante. Dopodichè, per tutta una durata ΔT (tipicamente di una ventina di campioni) di un transitorio di convergenza delle suddette matrici dei dati storici utilizzate nella stima, vengono aggiornati i soli coefficienti del filtro spaziale e non i campioni stimati della risposta impulsiva del canale, che mantengono i valori che avevano all'istante \bar{n} . Questa strategia è rivolta ad anticipare all'istante \bar{n} la futura conoscenza sull'interferente da cancellare, presente nei campioni del burst memorizzato. In tal modo l'interferente è "visto" in anticipo nei calcoli, e l'algoritmo adattativo di minimizzazione dell'errore può cominciare ad aggiornare i coefficienti del beamformer per cercare di eliminare il disturbo. Ovviamente un simile anticipo non è pensabile per i campioni della risposta

impulsiva, la cui stima adattativa necessita obbligatoriamente dei dati decisi a breve termine.

La stima come nella variante risulta quindi "viziata", perché per ottenere i vantaggi che si propone introduce una perdita di sincronismo tra i campioni dei segnali provenienti dalle antenne ed i relativi dati decisi. La scelta di mantenere costanti i campioni stimati della risposta impulsiva del canale si rivela pertanto come una misura precauzionale rivolta ad evitare propagazione di errori, altrimenti dovuti all'aggiornamento improvviso della sola componente spaziale delle matrici strutturate di natura statistica.

Il funzionamento originario viene automaticamente riselezionato allo scadere del transitorio di durata ΔT .

Il vantaggio conseguito dalla variante è quello di rendere più efficace la convergenza della stima dei parametri di equalizzazione, anche in presenza di improvvisi e forti interferenti che si attivano al di fuori del midambolo, raggiungendo al termine di un breve transitorio una più robusta cancellazione degli echi dell'interferente.

Pertanto altro oggetto d'invenzione è una variante di metodo, che attua gli insegnamenti appena illustrati, come anche descritto nelle relative rivendicazioni.

È utile evidenziare che il trattamento dell'interferente come indicato nella variante, che necessita di avere matrici separate per la componente spaziale e temporale del segnale, non è ipotizzabile con strutture filtranti spazio-temporali come quelle dell'arte nota.

Volendo fare il punto sulla sequenza di fasi di equalizzazione poste in essere dal metodo in oggetto per la demodulazione dell'intero burst, risulta quanto segue: l'equalizzazione inizia in presenza della sequenza di training, una volta esaurito il midambolo procede utilizzando i dati stimati a basso ritardo, conviene anche predisporre in parallelo la possibilità di attivare automaticamente il funzionamento ~~secondo la variante. Qualora ciò dovesse avvenire, la variante esaurisce~~ rapidamente i suoi effetti entro il tempo ΔT , allo scadere del quale conviene rielezionare automaticamente il funzionamento precedente, il tutto entro l'intervallo temporale del burst di 0,577 ms.

L'equalizzatore fondato sul metodo in oggetto, e la sua variante, non è la semplice riproposizione di un dispositivo descritto in modo funzionale ricalcando i passi del metodo, ma bensì sfrutta le potenzialità di array sistolici realizzati mediante circuiti integrati digitali di tipo ASIC (Application Specific Integrated Circuit) appositamente configurati.

Di conseguenza ulteriori oggetti della presente invenzione sono degli equalizzatori che funzionano secondo il metodo di equalizzazione oggetto d'invenzione, e la sua variante, e che includono degli array sistolici per la stima congiunta dei parametri ottimali di equalizzazione, come meglio descritto nelle rispettive rivendicazioni.

BREVE DESCRIZIONE DEI DISEGNI

Ulteriori scopi e vantaggi della presente invenzione risulteranno chiari dalla descrizione particolareggiata che segue di un esempio di realizzazione della stessa e dai disegni annessi dati a puro titolo esplicativo e non limitativo, in cui:

- in fig.1 è indicata una schiera di antenne (array) utilizzata nella presente invenzione;
- nelle figg.2 e 3 sono indicati degli schemi a blocchi di altrettanti beamformer realizzati secondo l'arte nota;
- nelle figg.4 e 5 sono indicati dei diagrammi di radiazione sul piano azimutale, ottenuti applicando il beamformer di fig.3 ad un array simile a quello di fig.1, relativamente a due differenti scenari trasmissivi in ambito radiomobile;
- in fig.6 è indicato uno schema a blocchi di massima di un ricevitore che pone in particolare risalto un equalizzatore funzionante secondo il metodo di equalizzazione della presente invenzione;
- nelle figg.7 e 8 sono indicati due diagrammi di radiazione sul piano azimutale, ottenuti applicando all'array di fig.1 un beamformer incluso nell'equalizzatore di fig.6, relativamente a due scenari trasmissivi identici a quelli che originavano i diagrammi di radiazione delle figg.4 e 5;
- in fig.9 vengono mostrate due successioni temporali di immagini affiancate, ordinate dall'alto verso il basso per valori crescenti dell'istante discreto n , di cui, la successione di sinistra indica i di diagrammi di radiazione sul piano azimutale ottenuti applicando all'array di fig.1 il beamformer di fig.6, e quella di destra mostra invece gli andamenti della risposta all'impulso all'uscita di un filtro adattato FADAT, incluso nell'equalizzatore di fig.6;
- nelle figg.10 e 11 vengono mostrate delle curve di BER all'uscita del ricevitore di fig.6, in funzione della possibile lunghezza della sequenza di training del burst di trasmissione, per due diversi valori di C/I ;

- in fig.12 è indicato uno schema a blocchi di massima di un ricevitore che pone in particolare risalto un equalizzatore funzionante secondo il metodo di equalizzazione della presente invenzione ed una sua variante per forti interferenti;
- in fig.13 è indicato un trellis relativo ad un blocco STIM incluso negli equalizzatori delle figg.6 e 12;
- in fig.14 sono mostrati due andamenti di BER lungo il burst, rispettivamente valutati alle uscite dei ricevitori delle figg.6 e 12;
- nelle figg.15, 16, e 17 sono indicati dei diagrammi di radiazione sul piano azimutale relativi alla curva mostrata in solido in fig.14;
- in fig.18 sono indicati tre andamenti di BER lungo il burst, valutati all'uscita del ricevitore di fig.12, per tre diversi valori del rapporto C/I del segnale d'ingresso;
- in fig.19 sono indicati, per confronto, due andamenti di BER lungo il burst, valutati all'uscita del ricevitore di fig.12, relativamente al metodo principale ed alla sua variante;
- in fig.20 è indicata una rappresentazione a blocchi di un blocco di stima FUNZ incluso negli equalizzatori delle figg.6 e 12;
- in fig.21 è indicata una rappresentazione a blocchi di un primo array sistolico incluso nel blocco FUNZ di fig.20;
- in fig.22 è indicata una rappresentazione a blocchi di un secondo array sistolico incluso nel blocco FUNZ di fig.20;
- in fig.23 è indicato una categoria di ulteriori blocchi inclusi nel secondo array sistolico di fig.22; e

- in fig.24 sono indicati dei segnali che interessano i generici blocchi degli array sistolici delle figg.21 e 22.

DESCRIZIONE DETTAGLIATA

Con riferimento alla fig.6, notiamo lo schema a blocchi di massima di un ricevitore che adotta un equalizzatore funzionante secondo il metodo dell'invenzione.

Il ricevitore è connesso ad una schiera ARY di M antenne che forniscono dei segnali, complessivamente rappresentati mediante un vettore algebrico $y(n)$. Il vettore $y(n)$ perviene rispettivamente agli ingressi di un blocco BMF ed a primi ingressi di un blocco FUNZ. Il blocco BMF è un filtro spaziale, o beamformer, a cui perviene un vettore dei pesi ottimizzati $w_{op}(n)$, proveniente da prime uscite del blocco FUNZ. All'uscita del blocco BMF sono presenti le componenti, reale ed immaginaria (I,Q), di un segnale $y_{ow}(n)$ che viene filtrato da un filtro FADAT adattato alla risposta impulsiva del canale trasmisivo. Le componenti del segnale di banda base filtrate da FADAT pervengono a primi ingressi di uno stimatore STIM, alla cui uscita è presente una sequenza stimata $\{\hat{x}_n\}$. Ad un secondo ingresso del blocco FUNZ perviene una sequenza di training $\{x_n\}$ memorizzata nel ricevitore, preventivamente sincronizzata ad una copia della stessa presente nel midambolo del burst di trasmissione, sfruttando allo scopo metodi noti basati sul sovraccampionamento del segnale ricevuto e la correlazione delle sequenze generate dal sovraccampionamento con la sequenza memorizzata nel ricevitore. Da seconde uscite del blocco FUNZ fuoriesce un vettore di L campioni ottimizzati $h_{op}(n)$ della risposta all'impulso del canale, diretti verso ulteriori ingressi del filtro FADAT e verso secondi ingressi del blocco STIM.

Il blocco FUNZ comprende a sua volta un blocco PESI che calcola un vettore di M pesi $w(n)$ del beamformer BMF, ed un blocco CAMP che calcola un vettore $h(n)$ di L elementi, corrispondenti ad altrettanti campioni significativi della risposta all'impulso del canale trasmittivo. Comprende inoltre un sommatore \sum a due ingressi a cui pervengono due segnali numerici frutto di opportune elaborazioni dei blocchi PESI e CAMP, di cui il segnale proveniente da CAMP viene preso con il segno meno. All'uscita del sommatore è presente un segnale errore e_n che ritorna ai suddetti blocchi. I primi ed i secondi ingressi del blocco FUNZ corrispondono quindi agli ingressi rispettivamente dei filtri PESI e CAMP, le uscite degli stessi filtri sono anche le prime e seconde uscite del suddetto blocco.

La rappresentazione del blocco FUNZ evidenzia solo gli aspetti principali del calcolo di $w_{op}(n)$ e $h_{op}(n)$, una descrizione maggiormente dettagliata dell'architettura interna di questo blocco verrà fatta illustrando la fig.20.

Nella schematizzazione di fig.6, per semplificare la trattazione, non sono stati indicati alcuni blocchi riferiti ad operazioni note compiute dal ricevitore e necessarie al funzionamento dell'equalizzatore, come ad esempio quelle relative alla sincronizzazione di portante, alla conversione/demodulazione in banda base degli M burst ricevuti da altrettante antenne, al campionamento ed alla conversione analogico/digitale degli stessi, alla memorizzazione degli M burst di simboli digitalizzati, al riconoscimento della sequenza di training ed alla sincronizzazione dei burst memorizzati, etc. Inoltre tutti gli elementi dei vettori si intendono riferiti ad

inviluppi complessi in banda base. In particolare, il segnale $y(n)$ proveniente dalle antenne è quello definito nella (21).

Nel funzionamento, il filtro spaziale BMF è un filtro trasversale a M tappi che ottiene il segnale $y_{ow}(n)$ alla sua uscita facendo la somma pesata dei segnali $y(n)$ provenienti dalle antenne e presenti nei burst memorizzati:

$$y_{ow}(n) = \mathbf{w}^T \mathbf{y}(n) \quad (13)$$

Il filtro adattato FADAT e lo stimatore STIM necessitano, per il loro corretto funzionamento, della conoscenza del vettore $\mathbf{h}_{op}(n)$, dopodichè la loro realizzazione è nota al tecnico del ramo. In particolare il filtro FADAT è un filtro trasversale a L tappi, in genere con risposta in frequenza del tipo a radice di coseno rialzato, dove L è la lunghezza di dispersione del canale. Il blocco STIM è invece un processore che esegue una stima MLSE della sequenza trasmessa in base al ben noto algoritmo di Viterbi, applicato ad un trellis con metriche di ramo la cui espressione è quella nota della famiglia di ricevitori che operano con simboli pilota (sequenza di training) e codifica differenziale.

Nel metodo di equalizzazione che governa il funzionamento dell'equalizzatore di fig.6, la stima dei vettori $\mathbf{w}_{op}(n)$ e $\mathbf{h}_{op}(n)$ viene realizzata in modo congiunto, considerando la seguente funzione costo:

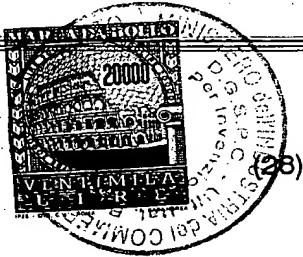
$$\bar{e}^2(w_1, \dots, w_M, h_0, \dots, h_{L-1}) = E[|e_n|^2] = E\left[\left| \sum_{i=1}^M w_i y_i(n) - \sum_{i=0}^{L-1} h_i x_{n-i} \right|^2\right] \quad (27)$$

da cui risulta che l'errore quadratico medio \bar{e}^2 , diversamente dal combinatore ottimo di Wiener-Hopf, risulta funzione sia dei coefficienti w_i del beamformer che dei

campioni della risposta all'impulso h_i del canale. In questo caso viene introdotta la dimensione temporale direttamente nel funzionale errore da minimizzare.

Viene ora proposta una notazione matriciale, allo scopo di rendere più compatta la trattazione del problema di minimo della (27). Indichiamo con \mathbf{Y} la matrice corrispondente ad N campioni temporali alle M antenne:

$$\mathbf{Y} = \begin{bmatrix} \mathbf{y}^T(n) \\ \mathbf{y}^T(n-1) \\ \vdots \\ \mathbf{y}^T(n-N+1) \end{bmatrix}$$



ottenuta dal vettore $\mathbf{y}(n) = [y_1(n), y_2(n), \dots, y_M(n)]^T$ i cui M elementi sono i campioni dei segnali ricevuti sulle antenne; per cui:

$$\mathbf{Y} = \begin{bmatrix} y_n & y_{n+1} & \cdots & y_{n+M-1} \\ y_{n-1} & y_n & \cdots & y_{n+M-2} \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ y_{n-N+1} & y_{n-N+2} & \cdots & y_{n-N+M} \end{bmatrix} \quad (29)$$

Per quanto riguarda il numero N , si vedrà quando verranno illustrate le figg. 10 e 11 che un valore compreso tra 20 e 30 ($N = 26$ per il midambolo GSM) è sufficiente a fornire una buona base statistica per la stima dei parametri di equalizzazione ottimi.

Indichiamo con \mathbf{X} la matrice dei dati trasmessi (per ora limitati alla sola sequenza di training), ciascuno con durata L :

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} \mathbf{x}^T(n) \\ \mathbf{x}^T(n-1) \\ \vdots \\ \mathbf{x}^T(n-N+1) \end{bmatrix} \quad (30)$$

ottenuta dal vettore $x(n) = [x_n(n), x_{n+1}(n), \dots, x_{n+L-1}(n)]^T$ i cui L elementi sono dei dati trasmessi in corrispondenza della sequenza di training $\{x_n\}$, e opportunamente memorizzati, assumendo una lunghezza di dispersione del canale pari a L ; per cui:

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} x_n & x_{n+1} & \cdots & x_{n+L-1} \\ x_{n-1} & x_n & \cdots & x_{n+L-2} \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ x_{n-N+1} & x_{n-N+2} & \cdots & x_{n-N+L} \end{bmatrix} \quad (31)$$

e con:

$$\mathbf{w} = [w_1, w_2, \dots, w_M]^T \quad (32)$$

$$\mathbf{h} = [h_1, h_2, \dots, h_L]^T \quad (33)$$

sono rispettivamente indicati i vettori dei coefficienti del filtro spaziale BMF e della risposta all'impulso del canale.

Il problema proposto nell'equazione (27) può essere quindi riscritto in forma matriciale, come segue:

$$\left(\mathbf{w}_{opt}, \mathbf{h}_{opt}\right) = \arg \min_{\mathbf{w}, \mathbf{h}} \bar{e}^2(\mathbf{w}, \mathbf{h}) = \arg \min_{\mathbf{w}, \mathbf{h}} \|\mathbf{Y}\mathbf{w} - \mathbf{X}\mathbf{h}\|^2 \quad (34)$$

$$\|\mathbf{h}\|^2 = 1 \quad (35)$$

dove nella (35) viene introdotto il vincolo sull'energia della risposta all'impulso per evitare la soluzione banale $(w_{opt} = 0, h_{opt} = 0)$. Il vincolo (35) è una conseguenza del fatto che i bit della sequenza trasmessa sono assunti come temporalmente incorrelati, valendo altre ipotesi la (35) dovrebbe essere modificata in modo congruente.

Il problema del minimo vincolato può essere affrontato applicando il metodo di Lagrange. Allo scopo, detto γ un parametro reale (moltiplicatore di Lagrange), consideriamo il seguente funzionale:

$$J(\mathbf{w}, \mathbf{h}, \lambda) = \|\mathbf{Yw} - \mathbf{Xh}\|^2 + \gamma (\|\mathbf{h}\|^2 - 1) \quad (36)$$

La ricerca del minimo vincolato nella (34) si riduce quindi alla ricerca di una "estremante" (\mathbf{w}, \mathbf{h}) del problema di minimo libero del funzionale $J(\mathbf{w}, \mathbf{h}, \gamma)$. La suddetta estremante può essere ricercata considerando il sistema:

$$\frac{\partial J}{\partial \mathbf{w}} = J_w(\mathbf{w}, \mathbf{h}, \gamma) = 2\mathbf{Y}^*(\mathbf{Yw} - \mathbf{Xh}) = 0 \quad (37)$$

$$\frac{\partial J}{\partial \mathbf{h}} = J_h(\mathbf{w}, \mathbf{h}, \gamma) = -2\mathbf{X}^*(\mathbf{Yw} - \mathbf{Xh}) + 2\gamma\mathbf{h} = 0 \quad (38)$$

$$\frac{\partial J}{\partial \lambda} = J_\lambda(\mathbf{w}, \mathbf{h}, \gamma) = \mathbf{h}^*\mathbf{h} - 1 = 0 \quad (39)$$

L'equazione (37) può essere interpretata come l'introduzione del principio di ortogonalità dell'errore, è infatti possibile esprimere l'equazione (37) come:

$$E[e_n \mathbf{y}^*(n)] = 0 \quad (40)$$

Riprendendo, per comodità, alcune espressioni in parte già introdotte, indichiamo con $\bar{\mathbf{R}}_{yy}$ la matrice di covarianza spaziale espressa da:

$$\bar{\mathbf{R}}_{yy} \stackrel{\text{def}}{=} E[\mathbf{y}(t)\mathbf{y}^*(t)] \quad (41)$$

ed analogamente con $\bar{\mathbf{R}}_{xx}$ e $\bar{\mathbf{R}}_{xy}$, rispettivamente, le matrici di covarianza sui dati e di cross-covarianza tra dati ed ingressi alle antenne espresse da:

$$\bar{\mathbf{R}}_{xx} \stackrel{\text{def}}{=} E[\mathbf{x}(t)\mathbf{x}^*(t)] \quad (42)$$

$$\bar{\mathbf{R}}_{xy} \stackrel{\text{def}}{=} E[\mathbf{x}(t)\mathbf{y}^*(t)] \quad (43)$$

Nel seguito useremo le matrici di covarianza campionaria definite come segue:

$$\mathbf{R}_{yy} = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \mathbf{y}(n)\mathbf{y}^*(n) \quad (17)$$

$$\mathbf{R}_{xx} = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \mathbf{x}(n)\mathbf{x}^*(n) \quad (44)$$

$$\mathbf{R}_{xy} = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \mathbf{x}(n)\mathbf{y}^*(n) \quad (45)$$

Possiamo pertanto definire una matrice \mathbf{R} strutturata come segue:

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} \mathbf{R}_{yy} & \mathbf{R}_{xy} \\ \mathbf{R}_{xy}^* & \mathbf{R}_{xx} \end{bmatrix} \quad (46)$$

che ci consentirà una più semplice rappresentazione del problema. Le equazioni (37) e (38) possono essere rispettivamente riscritte come:

$$\mathbf{R}_{yy}\mathbf{w} = \mathbf{R}_{xy}^*\mathbf{h} \quad (47)$$

$$\mathbf{R}_{xy}\mathbf{w} - \mathbf{R}_{xx}\mathbf{h} = \gamma \mathbf{h} \quad (48)$$

Dall'equazione (47) è possibile ricavare \mathbf{w} in funzione di \mathbf{h} e sostituirlo nella (27) per ottenere l'errore quadratico medio. Sostituendo invece il valore di \mathbf{w} nella (48) è possibile dimostrare la seguente uguaglianza:

$$\bar{e}^2(\mathbf{w}, \mathbf{h}) = \mathbf{h}^* \mathbf{R}_s^\perp \mathbf{h} = -\gamma \quad (49)$$

dove:

$$\mathbf{R}_s^\perp = \mathbf{R}_{xx} - \mathbf{R}_{xy}\mathbf{R}_{yy}^{-1}\mathbf{R}_{xy}^* \quad (50)$$

è detto complemento di Schur di \mathbf{R}_{yy} in \mathbf{R} . La stima del vettore $\mathbf{h}(n)$ che minimizza l'errore quadratico medio, corrisponde quindi alla stima dell'autovettore $\mathbf{h}_{opt}(n)$ della matrice \mathbf{R}_s^{\perp} associato all'autovalore γ a modulo minimo.

È possibile quindi stimare anche i coefficienti $\mathbf{w}_{opt}(n)$ del beamformer sostituendo il vettore $\mathbf{h}_{opt}(n)$ nella (47):

$$\mathbf{R}_{yy} \mathbf{w}_{opt} = \mathbf{R}_{xy} \mathbf{h}_{opt}$$



Riassumendo, la scelta dei pesi ottimi che minimizzano la funzione ~~costo~~ può essere ricondotta a questi punti fondamentali:

1. calcolo delle matrici \mathbf{R}_{yy} , \mathbf{R}_{xy} e del complemento di Schur \mathbf{R}_s^{\perp} ;
2. stima dell'autovettore della matrice \mathbf{R}_s^{\perp} associato all'autovalore a modulo minimo $\mathbf{h}_{opt}(n)$;
3. stima dei coefficienti $\mathbf{w}_{opt}(n)$ del beamformer.

Assumendo di realizzare il metodo di equalizzazione riassunto ai punti 1., 2., 3., mediante un programma che controlla un elaboratore elettronico a precisione finita, il calcolo del complemento di Schur \mathbf{R}_s^{\perp} può risultare un'operazione assai critica, soprattutto se la lunghezza di parola dell'elaboratore è molto limitata.

La suddetta criticità viene notevolmente ridotta grazie all'utilizzo dei metodi sviluppati in una teoria sulla decomposizione parziale in forma triangolare delle matrici, nota in letteratura con la denominazione di "Displacement Theory", o anche "Displacement Structure", riportata nella bibliografia in seguito indicata, a cui si

rimanda. Elemento chiave di questa teoria è un'entità denominata "fattore di Cholesky" di una matrice, nel caso in oggetto la matrice \mathbf{R} , il cui calcolo è svolto mediante il semplice aggiornamento di un valore precedente, intervenendo con opportune trasformazioni (rotazioni di Givens) direttamente sui nuovi dati. Come si vedrà, l'aggiornamento del "fattore di Cholesky" fornisce una matrice, strutturalmente diversa dalla \mathbf{R} ma con il medesimo contenuto informativo, i cui elementi facilitano grandemente il calcolo di \mathbf{w}_{opx} e \mathbf{h}_{opx} . Viene in tal modo escluso il calcolo esplicito delle matrici di covarianza campionarie ed il ricorso ad operazioni critiche, quali quella dell'inversione matriciale diretta, poiché le suddette rotazioni non comportano alcun calcolo del determinante. Questo modo di agire comporta un migliore condizionamento del problema di calcolo, ed una conseguente riduzione della lunghezza minima di parola dell'elaboratore.

Un tale approccio consente l'ulteriore vantaggio di poter estendere il calcolo all'intero burst; la soluzione descritta è infatti intrinsecamente ricorsiva (iterativa). Per contro, un metodo non ricorsivo, che comporti cioè il calcolo esplicito delle matrici di covarianza campionarie, risulta caratterizzato da un'elevata complessità nel calcolo del complemento di Schur \mathbf{R}_s^1 mediante la (50), che rende difficoltosa l'estensione di un tale metodo all'intero burst.

Occorre sottolineare che gli esempi applicativi della "Displacement Theory" finora noti, riguardano esclusivamente l'ottimizzazione delle prestazioni di equalizzatori solo temporali. Elemento di novità è stato quello di ricondurre la formulazione matematica della soluzione del problema di minimo del funzionale errore

utilizzato nella presente invenzione, alla formulazione fornita da tale teoria per la soluzione del problema di minimo in equalizzatori MMSE-DFE solo temporali. In virtù dell'analogia evidenziata tra le due formulazioni è stato quindi possibile sfruttare tutta la conoscenza sviluppata per gli equalizzatori temporali adattandola all'equalizzatore spaziale e temporale dell'invenzione.

Ciò posto, consideriamo la matrice \mathbf{R} descritta nella (46) la quale, essendo definita positiva, garantisce l'esistenza di un unico fattore di Cholesky $\mathbf{\bar{L}}$ tale che:

$$\mathbf{R} = \mathbf{\bar{L}} \mathbf{\bar{L}}^T \quad (52)$$

Uno dei metodi fondamentali per la decomposizione in fattori triangolari, è il processo di riduzione di Schur descritto:

- nell'articolo di J. Chun e T. Kailath, intitolato "Generalized Displacement Structure for Block-Toeplitz, Toeplitz-Block, and Toeplitz-deived Matrices", pubblicato in NATO ASI Series, vol. F 70;
- nel volume intitolato "Numerical Linear Algebra Digital Signal Processing and Parallel Algorithms", autori G. H. Golub e P Van Dooren, edito da Springer-Verlag, 1991.

Il processo consente, dopo M passi di decomposizione, la riduzione della matrice \mathbf{R} nella forma:

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} \mathbf{L} \\ \mathbf{U} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{L}^* & \mathbf{U}^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{R}_s^\perp \end{bmatrix} \quad (53)$$

dove \mathbf{R}_s^\perp può essere quindi considerato come il residuo della decomposizione parziale in forma triangolare. Questo approccio ci consente di calcolare la matrice \mathbf{R}_s^\perp

senza dover invertire la matrice di covarianza spaziale \mathbf{R}_{yy} . Partendo dal complemento di Schur, derivato dal processo di decomposizione, è possibile stimare \mathbf{h}_{opt} con metodi classici di stima dell'autovettore associato all'autovalore a modulo minimo, ad esempio, il metodo detto delle potenze inverse.

La decomposizione parziale mette in luce anche la possibilità di veder decomposte le matrici \mathbf{R}_{yy} e \mathbf{R}_{xy} nella loro forma triangolare:

$$\mathbf{R}_{yy} = \mathbf{L} \mathbf{L}^* \quad (54)$$

$$\mathbf{R}_{xy} = \mathbf{U} \mathbf{L}^* \quad (55)$$

che consentono la riduzione dell'equazione (51) nella forma:

$$\mathbf{L}^* \mathbf{w}_{opt} = \mathbf{U}^* \mathbf{h}_{opt} \quad (56)$$

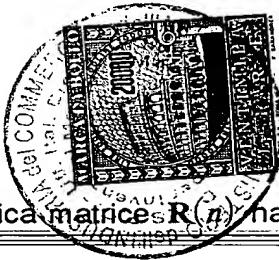
La forma triangolare inferiore della matrice \mathbf{L} , come vedremo in seguito, consente la soluzione dell'equazione (56) con un semplice processo detto di "back-substitution".

Analizziamo ora i diversi passi sequenziali del metodo di equalizzazione che utilizza nei calcoli il fattore di Cholesky, riportando per ognuno la relativa complessità.

- **passo 1:** applicazione di un algoritmo noto di riduzione veloce di Schur della matrice \mathbf{R} per la decomposizione in fattori di Cholesky;
- **passo 2:** applicazione di un algoritmo noto in letteratura come "Metodo delle potenze inverse" per la stima dell'autovettore (\mathbf{h}_{opt}) di \mathbf{R}_s^1 associato all'autovalore a modulo minimo;

- **passo 3:** risoluzione dell'equazione (56) per la stima dei coefficienti ottimi del beam-former (w_{opt}), mediante un metodo noto in letteratura come "back-substitution".

Passo 1



Dalla teoria delle matrici di Toeplitz è noto che una generica matrice $\mathbf{R}(n)$ ha una struttura spostamento tipo-Toeplitz se la matrice differenza $\nabla \mathbf{R}(n)$ definita come:

$$\nabla \mathbf{R}(n) = \mathbf{R}(n) - \mathbf{F}(n)\mathbf{R}(n-1)\mathbf{F}^*(n) \quad (57)$$

ha basso rango ($\text{rank}(\nabla \mathbf{R}) \ll \text{rank}(\mathbf{R})$). La matrice \mathbf{R} espressa nell'equazione (46) rientra in questa categoria e, in accordo alla suddetta teoria, può essere calcolata in modo iterativo, ponendo arbitrariamente $\mathbf{R}(0) = \mathbf{0}$, ed estendendo a tutto il midambolo l'aggiornamento definito come segue:

$$\mathbf{R}(n) = \mathbf{R}(n-1) + \mathbf{g}_n \mathbf{g}_n^* \quad (58)$$

dove il vettore aggiornamento \mathbf{g}_n , definito come:

$$\mathbf{g}_n = \begin{bmatrix} \mathbf{y}(n) \\ \mathbf{x}(n) \end{bmatrix} \quad (59)$$

è detto generatore della matrice differenza, in quanto imponendo $\mathbf{F}(n) = \mathbf{I}$ possiamo scrivere $\nabla \mathbf{R}(n) = \mathbf{g}_n \mathbf{g}_n^*$.

Alla stessa stregua è possibile aggiornare il fattore di Cholesky della matrice $\mathbf{R}(n)$, grazie alla speciale natura tempo-variante della stessa. Detto quindi $\overline{\mathbf{L}}(n)$ il fattore di Cholesky della matrice $\mathbf{R}(n)$, tale che $\mathbf{R}(n) = \overline{\mathbf{L}}(n)\overline{\mathbf{L}}^*(n)$, è possibile verificare che:

$$\bar{L}(n)\bar{L}^*(n) = [\bar{L}(n-1) \ g_n] \begin{bmatrix} \bar{L}^*(n-1) \\ g_n \end{bmatrix} \quad (60)$$

Questo suggerisce un metodo efficiente per l'aggiornamento del fattore di Cholesky attraverso l'uso di trasformazioni unitarie, di modo che, partendo dal fattore calcolato all'istante $n-1$ e dal generatore all'istante n , sia possibile determinare il nuovo fattore all'istante n senza dover calcolare la matrice $R(n)$.

È infatti possibile, posto arbitrariamente $\bar{L}(0) = 0$, esprimere il fattore aggiornato come:

$$[\bar{L}(n) \ 0] = [\bar{L}(n-1) \ g_n] Q(n) \quad (61)$$

dove $Q(n)$ è una rotazione unitaria, in genere attuata come una sequenza di trasformazioni elementari, Q_0, Q_1, \dots , che, applicata a $[\bar{L}(n-1) \ g_n]$ produce l'annullamento della colonna del generatore g_n introducendo uno zero per ogni trasformazione elementare.

Come esempio di aggiornamento ricorsivo, siano $l_0(n)$ e $l_0(n-1)$ i primi elementi in posizione (0,0) rispettivamente delle matrici $\bar{L}(n)$ e $\bar{L}(n-1)$, e $g_{n,0}$ il primo elemento del vettore del generatore. Ne deriva che la prima riga della matrice $\bar{L}(n)$ può essere scritta come:

$$[l_0(n) \ 0 \ 0] = [l_0(n-1) \ 0 \ g_{n,0}] Q_0 \quad (62)$$

Se applichiamo la stessa trasformazione all'intera matrice ne deriva:

$$[\bar{L}(n-1) \ g_n] Q_0 = \begin{bmatrix} l_0(n) & 0 & 0 \\ l_0(n-1) & L_1(n-1) & g_{n,1} \end{bmatrix} \quad (63)$$

dove $\mathbf{L}_1(n-1)$ e $\mathbf{g}_{n,1}$ sono le matrici ottenute dopo aver eliminato il primo elemento della colonna del generatore.

Se procediamo ricorsivamente nell'aggiornamento dell'intero fattore $\mathbf{\bar{L}}(n)$, lo possiamo vedere decomposto nella seguente forma triangolare:

$$\mathbf{\bar{L}}(n) = \begin{bmatrix} \mathbf{L}(n) & \mathbf{0} \\ \mathbf{U}(n) & \mathbf{L}_s(n) \end{bmatrix} \quad (64)$$

dove \mathbf{L} e \mathbf{U} sono le matrici definite nella (53), e \mathbf{L}_s è il fattore di Cholesky di \mathbf{R}_s^\perp , tale per cui: $\mathbf{L}_s \mathbf{L}_s^* = \mathbf{R}_s^\perp$. Come si può notare dalla (64), le matrici \mathbf{L} e \mathbf{L}_s sono triangolari mentre la \mathbf{U} è necessariamente rettangolare, o eventualmente quadrata.

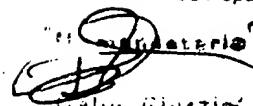
La fattorizzazione della (64) risulta fondamentale in quanto consente il calcolo del vettore dei pesi $\mathbf{w}_{opt}(n)$ senza dover effettuare l'inversione della matrice \mathbf{R}_{yy} (vedi equazione 50) e, come vedremo tra breve, senza dover invertire la matrice \mathbf{R}_s^\perp , operazione questa richiesta dall'algoritmo delle potenze inverse per il calcolo dell'autovettore (\mathbf{h}_{opt}) associato all'autovalore minimo.

La decomposizione ricorsiva per l'aggiornamento dell'intero fattore di Cholesky richiede un numero di moltiplicazioni complesse pari a $2(M+L)(M+L-1)$ ed un numero di somme pari a $(M+L)(M+L-1)$.

Passo 2

Il metodo delle potenze inverse per il calcolo dell'autovettore associato all'autovalore minimo richiede la soluzione in modo iterativo dell'equazione:

$$\mathbf{h}_n = (\mathbf{R}_s^\perp(n))^{-1} \mathbf{h}_{opt}(n-1) \quad (65)$$



Giuseppe Giudiceandrea

$$\mathbf{h}_{opt}(n) = \frac{\mathbf{h}_n}{\mathbf{h}_n^* \mathbf{h}_n} \quad (66)$$

dove la normalizzazione della (66) viene introdotta come risultato del vincolo sull'energia della risposta all'impulso del canale stimato: $|\mathbf{h}|^2 = 1$. A causa del suddetto vincolo conviene scegliere un vettore iniziale $\mathbf{h}_{opt}(0)$ con almeno un elemento non nullo.

La riduzione in fattori di Cholesky consente il calcolo del suddetto autovettore senza dover ricorrere all'inversione della matrice, in quanto è possibile riscrivere la (65) nella forma:

$$\mathbf{L}_s(n) \mathbf{L}_s^*(n) \mathbf{h}_n = \mathbf{h}_{opt}(n-1) \quad (67)$$

L'equazione (67) può essere scomposta in due fasi elementari, introducendo un vettore intermedio \mathbf{u}_n , definito come:

$$\mathbf{L}_s^*(n) \mathbf{h}_n = \mathbf{u}_n \quad (68)$$

in modo da poter esprimere \mathbf{u}_n come soluzione di:

$$\mathbf{L}_s(n) \mathbf{u}_n = \mathbf{h}_{opt}(n-1) \quad (69)$$

Possiamo risolvere l'equazione (69) rispetto a \mathbf{u}_n e quindi, avendo trovato \mathbf{u}_n , siamo in condizioni di risolvere l'equazione (68) rispetto a \mathbf{h}_n . Entrambe le equazioni sono semplici da risolvere in quanto le matrici interessate sono matrici triangolari. Se dovessimo risolvere equazioni con generiche matrici quadrate $L \times L$, ci dovremmo aspettare un numero di operazioni aritmetiche dell'ordine di L^3 . Essendo invece le matrici triangolari è possibile raggiungere la soluzione in sole L^2 operazioni. Per

illustrare tale approccio, noto in letteratura e detto di back-substitution, sviluppiamo le equazioni (69) e (68):

$$\left\{ \begin{array}{l} l_{11}u_1 = h_{opt,1}(n-1) \\ l_{21}u_1 + l_{22}u_2 = h_{opt,2}(n-1) \\ \dots = \dots \\ l_{L1}u_1 + l_{L2}u_2 + \dots + l_{LL}u_L = h_{opt,L}(n-1) \end{array} \right. \quad (70)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} l_{11}^*h_{n,L} = u_L \\ l_{21}^*h_{n,L} + l_{22}^*h_{n,L-1} = u_{L-1} \\ \dots = \dots \\ l_{L1}^*h_{n,L} + l_{L2}^*h_{n,L-1} + \dots + l_{11}^*h_{n,1} = u_1 \end{array} \right. \quad (71)$$

Partendo dal primo termine della (70) possiamo calcolare u_1 :

$$u_1 = \frac{h_{opt,1}(n-1)}{l_{11}}$$

e sostituirlo nelle altre $L-1$ equazioni. Questo mostra che possiamo ridurre il problema ad un sistema triangolare di dimensioni $(L-1) \times (L-1)$ ad un costo di $L-1$ operazioni di moltiplica-e-somma ed una divisione. Con questo metodo possiamo risolvere il sistema al costo di L divisioni e $(L-1) + (L-2) + \dots + 1$ operazioni di moltiplica-e-somma e L divisioni. Dopo aver risolto l'equazione (69) rispetto a u_n , possiamo risolvere l'equazione (68). Il numero di operazioni richiesto è del tutto identico a quello necessario per la soluzione del primo insieme triangolare di equazioni.

Passo 3

Anche il calcolo dei coefficienti ottimi del beamformer può essere effettuato per back-substitution nella (56), direttamente nello spazio dei segnali (senza calcolo esplicito della matrice di covarianza), calcolando:

$$\mathbf{L}^*(n) \mathbf{w}_{opt}(n) = \mathbf{U}^*(n) \mathbf{h}_{opt}(n) \quad (56)$$

In questo caso il precedente passo 2 deve essere esteso introducendo anche il calcolo del secondo termine della (56), per un numero totale di $ML + \frac{1}{2}M^2$ operazioni di moltiplica-e-somma e M divisioni.

La seguente tabella riassume i dati relativi alla complessità di calcolo nei tre passi illustrati, riportando anche la potenza di calcolo di un ipotetico elaboratore (espressa in MIPS) richiesta per l'esecuzione in tempo reale. Viene considerato un aggiornamento dei coefficienti, esteso al solo midambolo, per una schiera di antenne di $M = 8$ ricevitori e per un filtro adattato con lunghezza $L = 5$.

Passo n°	N° moltiplicazioni complesse	N° somme complesse	MIPS
1	$2(M + L)(M + L - 1)$	$(M + L)(M + L - 1)$	8,97
2	$L(L - 1) + 2L$	$L(L - 1)$	0,86
3	$ML + \frac{1}{2}M^2$	$ML + \frac{1}{2}M^2$	0,098

Le potenzialità di una stima congiunta possono essere dimostrate considerando lo scenario precedentemente proposto in fig.4, dove la dispersione temporale introdotta dal canale è rappresentata da un eco del segnale ritardato di $5 \mu s$.

La fig.7 mostra il diagramma di radiazione sul piano azimutale determinato dal beamformer BMF di fig.6, dove risulta evidente il diverso comportamento rispetto alla

situazione di fig.4 nei confronti dell'eco ritardato. Il diagramma di radiazione di fig.7 presenta infatti un livello di energia nella direzione dell'eco, della stessa entità del livello nella direzione dell'utile. Ciò consente, a prezzo di un'interferenza intersimbolica controllata, di mantenere alta l'energia del segnale utile presente nel processo di stima della sequenza trasmessa $\{\hat{x}_n\}$.

La robustezza del nuovo funzionale proposto può essere dimostrata in fig.8, proprio considerando il comportamento del beamformer BMF a fronte dello stesso scenario critico di fig.5, in cui era presente una replica dell'interferente cocanale nella stessa direzione del segnale utile.

Come si può notare dal diagramma di radiazione di fig.8, l'energia è ora trasferita prevalentemente nella direzione dell'eco dell'utile, cosicché il diagramma presenta uno zero anche nella direzione dell'utile, oltre che dell'interferente. Questo comportamento è spiegabile in quanto l'introduzione della dimensione temporale nel funzionale consente la combinazione degli echi, anche qualora questi dovessero essere temporalmente ritardati. Possiamo notare la capacità del funzionale misto di selezionare nello spazio, tra i diversi echi ritardati che sono coerenti con la sequenza di training, quello caratterizzato dal maggiore rapporto tra segnale ed interferente.

Questo comportamento consente di gestire anche utenti mobili con direzioni nominali sovrapposte, qualora abbiano una opportuna dispersione spaziale degli echi. Si può dimostrare sperimentalmente come, in ambito RCS, ciò consenta una notevole riduzione della probabilità di handover intracella.

La stima congiunta dei parametri di equalizzazione ottimi, necessita tuttavia di un maggior numero di parametri rispetto ad una stima solo temporale. In particolare,

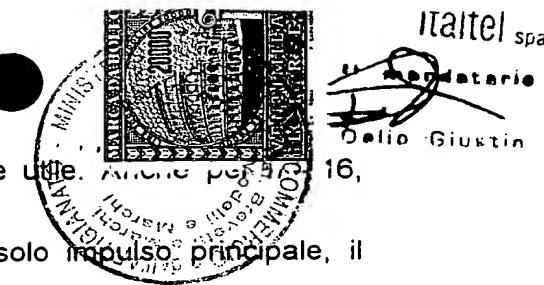
nel caso dei sistemi FDMA-TDMA con sequenze di training relativamente corte (come appunto nel GSM), si presentano due potenziali problemi:

- una crescita della complessità di calcolo nel metodo di equalizzazione congiunta in oggetto, rispetto ad un'equalizzazione disgiunta dell'arte nota;
- una maggiore varianza nella stima dei parametri di equalizzazione ottimi, e quindi una più lenta velocità di convergenza della stessa.

La lunghezza della sequenza di training rappresenta un parametro critico negli equalizzatori utilizzati, o utilizzabili, nei sistemi di cui sopra, in quanto gli algoritmi per la stima congiunta dei parametri ottimali di equalizzazione devono identificare la risposta all'impulso del canale, filtrata dal beamformer BMF, disponendo di un numero di campioni limitato, ovvero i 26 del midambolo del burst GSM.

La fig.9 mostra, partendo dall'alto verso il basso, una sequenza di diagrammi di radiazione sul piano azimutale e di rappresentazioni della risposta all'impulso del canale, "fotografate" al compimento di n iterazioni della loro stima congiunta, compiuta mediante gli algoritmi adottati ai passi 1, 2 e 3. Lo scenario raffigurato è relativo ad un segnale utile e ad un interferente cocanale (indicati rispettivamente con "o" e "x" sull'arco più esterno), entrambi accompagnati da un proprio eco ritardato di $10 \mu s$ (indicati con gli stessi simboli posti appena al di sotto dell'arco più esterno).

Con riferimento alla fig.9 è possibile notare come la convergenza complessiva sia dominata dalla velocità di convergenza della risposta all'impulso $\mathbf{h}_{opt}(n)$. All'istante $n = 6$, quando la base statistica non è sufficientemente estesa per effettuare una corretta stima della risposta all'impulso, il beamformer BMF introduce



degli zeri anche in corrispondenza degli echi del segnale utile. quando cioè la stima di $h_{opt}(n)$ porta a riconoscere il solo impulso principale, il beamformer BMF non si comporta ancora in modo ottimo, in quanto introduce uno zero in posizione corrispondente all'eco ritardato del segnale. Possiamo però notare che già per $n = 26$, così come per $n = 30$, l'identificazione del canale consente l'individuazione dell'eco ritardato come segnale utile, e quindi il diagramma di radiazione presenta degli zeri solo in corrispondenza dell'interferente e del relativo eco.

Una più dettagliata analisi della velocità di convergenza può essere svolta valutando il BER all'uscita del ricevitore di fig.6 al variare della lunghezza del midambolo, quando esso opera in condizioni critiche, ad esempio con $C/I = -10$ dB.

Le figg.10 e 11 mostrano appunto i risultati di questa analisi riferiti ad uno scenario che comprende un interferente cocanale, oltre che all'utile, per tre diversi valori del rapporto segnale-rumore SNR all'ingresso del ricevitore: 10, 20, e 30 dB. Più precisamente, le curve hanno in ascissa la lunghezza della sequenza di training, espressa come numero di campioni, ed in ordinata il BER. La fig.10 è riferita ad una situazione con $C/I = -10$ dB, mentre la fig.11 ad un $C/I = 0$ dB.

Con riferimento alle figg.10 e 11, si può notare che in ambedue i casi le prestazioni del ricevitore si possono considerare stabilizzate per valori di lunghezza del midambolo compresi tra 20 e 26 campioni. In questa zona è infatti localizzata la quasi totale variazione di pendenza delle curve, il che indica la raggiunta convergenza della stima dei parametri di equalizzazione ottimi all'interno della sequenza di training.

Con riferimento alla fig.12, notiamo lo schema a blocchi di massima di un ricevitore il cui equalizzatore è quello di fig.6 con l'aggiunta di una parte che tiene conto del funzionamento adattativo fuori midambolo.

Come si può notare confrontando le figg.6 e 12, le due rappresentazioni dell'equalizzatore differiscono per il fatto che in fig.12:

- è evidenziato un blocco aggiuntivo RIT che introduce un ritardo D sul percorso del bus del vettore d'ingresso $y(n)$ verso il blocco FUNZ;
- al blocco FUNZ perviene un vettore $\hat{x}'(n)$ invece della sequenza di training $\{x_n\}$;
- c'è un nuovo blocco DECTEMP che memorizza il vettore $\hat{x}'(n)$, uscente dal blocco STIM.

Come si vedrà illustrandone il funzionamento, la schematizzazione di fig.12 è idonea al funzionamento in presenza di canali con caratteristiche tempo-varianti e/o in presenza di interferenti non-stazionari, che si attivano cioè al di fuori della sequenza di training, e che quindi non possono essere individuati e cancellati considerando il solo midambolo nella stima dei parametri ottimi dell'equalizzatore. Proprio per questo le due schematizzazioni delle figure 6 e 12 sono tra loro complementari, nel senso che durante il processamento del midambolo è attiva la prima, ed al termine, e per tutta la durata rimanente del burst è attiva la seconda. In pratica ambedue le schematizzazioni sono riferibili a due diverse modalità operative di un'unica struttura di equalizzatore.

Come è noto, l'effetto Doppler è una delle cause che in un contesto radiomobile contribuisce maggiormente a rendere tempo-varianti le caratteristiche dei canali. Esso

consiste in una piccola variazione di frequenza del segnale conseguente al movimento del mobile, che comporta una lenta variazione temporale dell'ampiezza degli echi ricevuti. Il canale risulta così tempo-variante, e anche se le variazioni avvengono molto lentamente, può essere utile cercare di inseguirle aggiornando man mano i valori ottimali di parametri h_{opt} e w_{opt} stimati durante il midambolo. In tal modo si riesce a migliorare la qualità di demodulazione, poiché lo stimatore STIM è reso adattativo, in quanto ricalcola ad ogni passo le metriche di ramo in base alla nuova stima di h_{opt} , che a sua volta risente di quella di w_{opt} .

Operativamente, può risultare conveniente aggiornare (nel modo che si vedrà) la coppia ottimale di parametri h_{opt} e w_{opt} stimati durante il midambolo, ed in concomitanza equalizzare il segnale ricevuto, partendo dalle due estremità del midambolo e procedendo parallelamente nei due sensi verso le estremità del burst, preventivamente memorizzato e sincronizzato. Il maggior parallelismo circuitale che ne deriva consente di avere a disposizione un tempo doppio per l'esecuzione dei calcoli. Questo è un vantaggio non da poco, visto l'alto numero di singoli elementi di calcolo da eseguire in un tempo di simbolo di soli di $3,69 \mu s$, che verrebbe raddoppiato utilizzando due semiburst in parallelo.

La presenza di interferenti non-stazionari all'interno del bus di trasmissione è invece spiegabile con il fatto che le BS relative a celle diverse non sono necessariamente sincronizzate fra loro. Nel caso, ad esempio, di un approccio RCS al problema dell'aumento dell'efficienza spettrale, ci si può quindi aspettare di avere interferenti cocanale in celle molto vicine a quella in cui si trova il mobile che trasmette

il segnale utile. Poiché non è possibile sincronizzare tutte le BS, è dunque probabile che un interferente disturbì la trasmissione solo durante una parte del burst e che quindi non sia "identificabile" e cancellabile durante la trasmissione della sequenza di training.

L'equalizzatore di fig.12, grazie alla possibilità di aggiornare durante l'intero burst la coppia di parametri ottimali h_{opt} e w_{opt} stimati durante il midambolo, è posto così in grado di affrontare anche il caso in cui uno o più interferenti disturbino il segnale utile a partire da un istante esterno alla finestra temporale in cui viene trasmessa la sequenza di training.

Nel funzionamento, si può già fin da ora anticipare che, con le precisazioni che seguiranno, l'algoritmo svolto dal blocco FUNZ rimane quasi del tutto invariato. Ciò è anche intuibile dalla grande similitudine esistente tra le raffigurazioni delle figg.6 e 12, resa ancora più evidente dal fatto che il blocco RIT che ritarda di un tempo discreto D il vettore $y(n)$ può essere incluso nel blocco FUNZ.

Il funzionamento adattativo richiede la conoscenza della sequenza dei dati trasmessi $\{x_n\}$. Quando questi non sono noti, ovvero quando non è più disponibile la sequenza di training, occorre sostituirli con i dati $\{\hat{x}_n\}$ decisi nel processo di demodulazione. Viene in tal modo introdotto un inevitabile ritardo tra i campioni dei segnali alle antenne ed i corrispondenti dati della sequenza stimata MLSE, necessari entrambi per determinare l'errore. Infatti, come si può notare dalla fig.12, prima che sia disponibile il dato \hat{x}_n relativo all'istante n , bisogna attendere sia il ritardo L introdotto dal filtro adattato FADAT, sia il ritardo dovuto al tempo di latenza

dell'algoritmo di Viterbi necessario all'emissione di decisioni sufficienti per la decodifica.

Più precisamente, se D è il ritardo complessivo (L + latenza di Viterbi), i dati decisi

della sequenza $\{\hat{x}_n\}$ sono disponibili solo all'istante $n+D$, e quindi la stima dei

parametri di equalizzazione ottimi $h_{opt}(n)$ e $w_{opt}(n)$ all'istante n può sfruttare la

conoscenza degli ingressi sulle antenne e dei dati decisi solo fino all'istante $n - D$.

ovvero i vettori $y(n - D)$ e $x(n - D)$. Il blocco RIT compensa il ritardo già esistente

sull'altra via.

È utile ribadire che il vettore $\mathbf{x}(n)$ contiene ora dei dati decisi \hat{x}_n , mentre durante la stima congiunta dei parametri ottimali di equalizzazione, fatta durante il midambolo, lo stesso vettore conteneva dati già noti x_n e quindi privi di ritardo. L'affermazione fatta sul vettore $\mathbf{y}(n - D)$ significa che, per quanto concerne il calcolo di $\mathbf{h}_{opt}(n)$ e $\mathbf{w}_{opt}(n)$, la media all'istante n -esimo calcolata sugli N elementi delle colonne delle matrici \mathbf{R}_{xx} , \mathbf{R}_{xy} , e \mathbf{R}_{yy} riguarda elementi compresi tra l'istante $n - D$ e l'istante $n - (D + N)$.

Ciò che in pratica si verifica a causa del ritardo D , è che la stima congiunta dei parametri ottimali di equalizzazione all'istante n risulta in ritardo rispetto alle variazioni del canale, che si ripercuotono senza ritardo alcuno sui simboli $y(n)$ ricevuti. Si scontrano quindi due necessità. La prima è quella di mantenere alto il tempo di latenza dell'algoritmo di Viterbi, per garantire decisioni corrette che evitino propagazione di errori nell'anello di stima. La seconda è quella di fornire i dati decisi nel più breve tempo possibile al blocco FUNZ, per non introdurre un ritardo eccessivo

nell'aggiornamento dei parametri ottimali di equalizzazione, tale che pregiudichi la possibilità d'inseguire variazioni veloci nelle caratteristiche del canale.

L'approccio seguito nel metodo in oggetto è quello di utilizzare nella stima dei parametri ottimali di equalizzazione, una sequenza di dati stimati a basso ritardo, rappresentata dagli L elementi del vettore $\hat{x}'(n)$. Questi è ottenuto forzando lo stimatore STIM a decidere già dopo pochi passi (circa 4 o 5), qual è la sequenza più probabile, ottenuta risalendo nel trellis il percorso a massima verosimiglianza. I dati definitivamente decisi della sequenza $\{\hat{x}(n)\}$ si rendono invece disponibili alla fine del burst, in modo che siano il più possibile affidabili.

La tecnica di cui sopra, che risolve il problema di poter disporre preventivamente dei dati di una sequenza stimata quasi-correttamente, è detta di "Per-Survivor Processing", o PSP, e viene descritta nell'articolo intitolato "Per-survivor processing: a general approach to MLSE in uncertain environments", autori: R. Raheli, A. Polydoros e C. K. Tzou, pubblicato in IEEE Trans. Commun., vol. 43, pp.354-364, February/March/April 1995. Mediante questa tecnica si può utilizzare l'algoritmo di Viterbi in presenza di uno o più, parametri ignoti, o non ben determinati, in questo caso i campioni della risposta impulsiva ottimizzata, che se fossero invece noti potrebbero essere vantaggiosamente utilizzati nell'aggiornamento delle metriche di ramo.

Poiché le decisioni a basso ritardo possono risultare errate, si può generare un fenomeno di propagazione degli errori dovuto ad un circolo vizioso che si instaura nell'anello formato dalla retroazione di $\hat{x}'(n)$ verso il blocco FUNZ. Considerando

infatti gli elementi del vettore $\hat{x}'(n)$ come il frutto di singole decisioni a basso ritardo a cadenza di simbolo, come appartenenti ad una sequenza che scorre in un registro a scorrimento lungo L (questo è quello che effettivamente avviene nella rappresentazione degli stati secondo Viterbi), una decisione errata finirebbe per produrre i suoi effetti negativi per un numero di tempi di simbolo uguale a quello stabilito per le decisioni a basso ritardo.

Il metodo di equalizzazione in oggetto elimina anche questo secondo inconveniente sostituendo in blocco, ad ogni tempo di simbolo n , tutti gli L elementi del vettore $\hat{x}'(n)$ con degli altrettanti dati temporanei ricoppiati direttamente dal percorso a massima verosimiglianza nel trellis valido al tempo di simbolo n -esimo.

La fig.13 mostra appunto un esempio in cui all'istante N viene presa nel trellis una decisione temporanea sbagliata, che però non si propaga perché all'istante successivo $N+1$ la sequenza decisa che viene ricoppiata è quella corretta. Non sempre in realtà le cose possono andare in tal senso, ma con buona probabilità ciò è verificato in presenza di interferenti non particolarmente intensi.

La modalità operativa appena illustrata rende quindi più accurato l'aggiornamento dei parametri ottimi al di fuori del midambolo, permanendo l'approssimazione introdotta dalle decisioni a basso ritardo. Inoltre, per migliorare il comportamento adattativo dell'equalizzatore di fig.12, occorre introdurre un coefficiente λ cosiddetto di "oblio", in modo da pesare meno i dati meno recenti. Con ciò, ricordando la (58), la matrice \mathbf{R} all'istante n può essere scritta come:

$$\mathbf{R}(n) = \lambda \mathbf{R}(n-1) + \mathbf{g}_n \mathbf{g}_n^* \quad (72)$$

$$\mathbf{g}_n = \begin{bmatrix} \mathbf{y}(n) \\ \hat{\mathbf{x}}'(n) \end{bmatrix} \quad (73)$$

dove λ è una costante reale arbitraria tale per cui: $0 < \lambda \leq 1$, e \mathbf{g}_n è un vettore di aggiornamento definito come nella (59), con la differenza che i suoi elementi sono le decisioni a basso ritardo.

Allo stesso modo, ricordando la matrice differenza (57) e la (58), si può scrivere:

$$\mathbf{R}(n) = \mathbf{F}(n)\mathbf{R}(n-1)\mathbf{F}^*(n) + \mathbf{g}_n\mathbf{g}_n^* \quad (74)$$

essendo:

$$\mathbf{F}(n) = \sqrt{\lambda} \mathbf{I} \quad (75)$$

Con questa posizione l'aggiornamento del fattore di Cholesky può essere derivato direttamente dall'equazione (74). Detto infatti $\bar{\mathbf{L}}$ il fattore di Cholesky di \mathbf{R} , possiamo aggiornarlo, analogamente a quanto fatto nella (61), seguendo la relazione:

$$[\bar{\mathbf{L}}(n) \quad 0] = [\sqrt{\lambda} \bar{\mathbf{L}}(n-1) \quad \mathbf{g}_n] \mathbf{Q}(n) \quad (76)$$

Con l'insieme delle precisazioni di cui sopra, la stima dei parametri $\mathbf{h}_{opt}(n)$ e $\mathbf{w}_{opt}(n)$, resa adattativa, è ottenuta applicando l'algoritmo ricorsivo già illustrato per la stima non adattativa compiuta dal blocco FUNZ di fig.6.

Facendo riferimento alle figure 14, 15, 16, e 17, vengono dimostrate le effettive capacità di equalizzazione adattativa del metodo in oggetto.

La fig.14 mostra due andamenti di BER lungo il burst di altrettanti segnali demodulati, per un interferente che disturba fino al 50° simbolo. Un primo andamento (a tratteggio) è relativo al metodo di equalizzazione in oggetto, supponendo di

congelare la stima al di fuori del midambolo, mentre il secondo andamento (in solido)

è relativo allo stesso metodo consentendone l'esplicazione del funzionamento

adattativo. Il segnale d'ingresso presenta $\frac{E_b}{N_0} = 10 \text{ dB}$ e $\frac{C}{I} = 0 \text{ dB}$; gli andamenti

sono mediati su 500 realizzazioni. Il BER indica la probabilità che il generico simbolo

sia demodulato in modo errato, ad esempio per cattiva equalizzazione. Come si può

notare dalla prima curva, se si demodula il burst utilizzando i parametri di

equalizzazione stimati con la sequenza di training, le prestazioni degradano

notevolmente per tutto il tempo in cui è presente l'interferente. La seconda curva

mostra che il funzionamento adattativo, invece, riesce a limitare il degrado delle

prestazioni. Infatti, procedendo dal centro verso le estremità, si può vedere come le

prestazioni degradino in corrispondenza dell'arrivo (nel calcolo) dell'interferente, per

poi migliorare in seguito all'equalizzazione. Ciò significa che l'equalizzatore è riuscito

ad adattarsi alla nuova situazione trasmissiva, ed a variare il diagramma di radiazione

della schiera di antenne in modo da cancellare l'interferente. Le successive figg. 15,

16, e 17 mostrano dei diagrammi di radiazione sul piano azimutale relativi alla curva in

solido di fig. 14.

La fig. 15 mostra il diagramma di radiazione stimato alla fine del midambolo,

quando l'interferente non è ancora presente. Le direzioni di arrivo degli echi del

segnale utile sono rappresentate in solido con tratti di linea di lunghezza

proporzionale alla potenza del rispettivo eco, espressa in dB.



La fig.16 mostra l'evoluzione che subisce il precedente diagramma di radiazione subito dopo l'individuazione dell'interferente, i cui echi sono rappresentati da linee tratteggiate di lunghezza proporzionale alla potenza del rispettivo eco, espressa in dB.

La fig.17 mostra il diagramma di radiazione quando la stima congiunta dei parametri di equalizzazione ottimi ha raggiunto la convergenza. Come si può notare il beamformer è in grado di annullare il segnale in corrispondenza delle direzioni d'arrivo degli interferenti.

L'esame delle figg.14 e 17 mostra che applicando il metodo di equalizzazione oggetto della presente invenzione, la stima congiunta dei parametri ottimali di equalizzazione riesce a convergere verso una coppia di vettori $h_{opt}(n)$ e $w_{opt}(n)$ in grado di garantire una buona qualità nella demodulazione, anche in presenza di interferenti non-stazionari. Quanto appena affermato è vero fino a che l'interferente non-stazionario è dello stesso ordine di grandezza del segnale utile. Se così non è, può verificarsi un picco improvviso nel BER del segnale demodulato, difficilmente riducibile a valori accettabili in un tempo ragionevolmente breve rispetto alla durata residua del burst.

La fig.18 mostra tre andamenti di BER lungo il burst di altrettanti segnali demodulati, per un interferente che disturba fino al 50° simbolo. Le tre curve sono riferite a segnali d'ingresso con $\frac{E_b}{N_0} = 10 \text{ dB}$ e tre diversi valori di $\frac{C}{I}$, rispettivamente di 0, -10, -20 dB; gli andamenti sono mediati su 500 realizzazioni. Risulta evidente il peggiorare della convergenza al diminuire del rapporto C/I ; in particolare, si vede

che il BER non scende a valori accettabili fino a che il rapporto *C/I* resta inferiore a -10 dB.

La causa di questo comportamento, è imputabile al pur basso ritardo che comunque affligge le decisioni a basso ritardo nella stima MLSE dei dati trasmessi.

Proprio a causa di questo ritardo l'equalizzatore non si accorge fin da subito dell'arrivo di un forte interferente, di modo che, quando si rendono disponibili le prime decisioni provvisorie che risentono dell'interferente, idonee quindi ad indurre contromisure per la cancellazione dello stesso, questi avrà nel contempo causato un gran numero di decisioni errate, di entità tale da compromettere la convergenza della stima effettuata dal blocco FUNZ.

L'inconveniente viene di molto attenuato da una variante di metodo, che cerca di annullare nell'equalizzazione adattativa la visione ritardata dell'interferente, allo scopo di cancellare rapidamente forti interferenti non-stazionari.

La variante comprende una fase di continuo monitoraggio dell'energia ricevuta sulle antenne, e di rivelazione di eventuali picchi superiori ad una soglia predeterminata. La rivelazione di un picco ad un istante \bar{n} viene sfruttata per selezionare automaticamente il funzionamento dell'equalizzatore secondo le modalità della variante. Poiché i disturbi che devono essere rivelati sono solo quelli sufficientemente forti, non occorre un metodo di rivelazione dei picchi di energia particolarmente affinato. È possibile, ad esempio, utilizzare un metodo di rivelazione non coerente, noto al tecnico del ramo. Nel ricevitore di fig.12, per semplicità, non è stato evidenziato un apposito blocco che svolge le suddette funzioni.

La fase di rivelazione è utilmente svolta in parallelo al normale funzionamento fuori midambolo. La variante esaurisce rapidamente i suoi effetti entro un transitorio di durata ΔT (di circa una ventina di campioni) necessario, come si vedrà, all'assestamento nei calcoli di alcune matrici utilizzate dal blocco FUNZ. Allo scadere di ΔT conviene rielezionare automaticamente il funzionamento originale, che risulta più efficiente a transitorio esaurito.

La strategia posta in atto dalla variante per poter affrontare interferenti stazionari di forte intensità, è quella di anticipare all'istante \bar{n} la futura conoscenza sull'interferente da cancellare. In tal modo l'interferente è "visto" in anticipo nei calcoli, prima cioè che siano disponibili le prime decisioni in merito, e l'algoritmo adattativo di minimizzazione dell'errore può cominciare ad aggiornare i coefficienti del beamformer per cercare di eliminare il disturbo. La suddetta strategia viene attuata nel transitorio ΔT , scomponendo in due fasi elementari (1. e 2.) l'aggiornamento della matrice $R(n)$. In pratica si agisce come segue:

1. durante questa prima fase, che si esaurisce entro il tempo di simbolo \bar{n} , viene anticipato l'aggiornamento della sola matrice di covarianza spaziale R_{yy} con i vettori $y(n)$ ottenuti dai campioni dei segnali sulle antenne, presenti a partire dall'istante \bar{n} fino all'istante $\bar{n} + \Delta T$ nel burst memorizzato. Viene in tal modo estesa la base statistica della suddetta matrice, che ora contiene sufficiente informazione dell'interferente da cancellare. La matrice R_{yy} non viene quindi più toccata fino al termine del transitorio. Si passa successivamente alla fase due.

2. Durante questa seconda fase, per $\bar{n} < n \leq \bar{n} + \Delta T$, vengono aggiornate le

matrici di covarianza sui dati \mathbf{R}_{xx} con il vettore $\hat{\mathbf{x}}'(n)$, e la matrice di

cross-covarianza \mathbf{R}_{xy} con i vettori $\hat{\mathbf{x}}'(n)$ e $\mathbf{y}(n)$ a valle del blocco RIT. Riguardo al

vettore $\hat{\mathbf{x}}'(n)$ occorre precisare che a partire da \bar{n} , una volta scaduto il termine

~~delle decisioni a basso ritardo, ed in mancanza di opportuni provvedimenti che~~

verranno tra breve precisati, questo vettore potrebbe esprimere decisioni del tutto

errate a causa del compimento della fase 1.

Raggiunto l'istante $\bar{n} + \Delta T$ la stima delle suddette matrici procede nel modo convenzionale. Il processo di aggiornamento della matrice $\mathbf{R}(n)$, nell'intervallo temporale $[\bar{n}, \bar{n} + \Delta T]$, può quindi essere espresso come segue:

$$\mathbf{R}(n) = \begin{bmatrix} \mathbf{R}_{yy}(\bar{n} + \Delta T) & \mathbf{R}_{xy}^*(n) \\ \mathbf{R}_{xy}(n) & \mathbf{R}_{xx}(n) \end{bmatrix} \quad (77)$$

dove viene esplicitato il diverso intervallo temporale utilizzato per il calcolo di \mathbf{R}_{yy} rispetto agli altri termini.

L'aggiornamento "anomalo" della matrice $\mathbf{R}(n)$ genera un transitorio di assestamento di durata ΔT nel calcolo delle matrici \mathbf{R}_{xx} e \mathbf{R}_{xy} . Intervallo questo che coincide appunto con l'ampiezza dello spostamento temporale nell'aggiornamento della matrice di covarianza spaziale \mathbf{R}_{yy} .

La stima congiunta dei parametri ottimali di equalizzazione risulterà quindi "viziata" da questo tipo di approccio, che comunque si rivela necessario per far fronte a rapide variazioni delle caratteristiche di canale, consentendo al beamformer BMF di

introdurre comunque degli zeri in corrispondenza degli echi del nuovo interferente, che altrimenti non riuscirebbe affatto ad introdurre, o introdurrebbe con eccessivo ritardo.

Come conseguenza del tempo di assestamento della matrice $\mathbf{R}(n)$ potrebbero propagarsi eccessivi errori nell'anello di stima durante il transitorio $[\bar{n}, \bar{n} + \Delta T]$, per cui un'altra caratteristica della variante di metodo, è quella di aggiornare durante il transitorio il solo vettore $\mathbf{w}_{opt}(n)$, dei pesi del beamformer BMF, mantenendo costante per tutta la durata del transitorio il vettore dei campioni della risposta all'impulso ad un valore $\bar{\mathbf{h}}_{opt}$ che esso aveva all'istante \bar{n} . La scelta premia i coefficienti del beamformer BMF poichè risultano meno sensibili agli errori di decisione rispetto ai campioni della risposta impulsiva.

Per quanto detto, siamo ora in grado di stimare anche durante il transitorio $[\bar{n}, \bar{n} + \Delta T]$ i parametri ottimali di equalizzazione. In particolare, $\bar{\mathbf{h}}_{opt}$ è costante e la (51), ricordando la (77), consente la determinazione del vettore \mathbf{w}_{opt} , soluzione dell'equazione:

$$\mathbf{R}_{yy}(\bar{n} + \Delta T)\mathbf{w}_{opt}(n) = \mathbf{R}_{xy}^*(n)\bar{\mathbf{h}}_{opt} \quad (78)$$

in cui $\mathbf{R}_{yy}(\bar{n} + \Delta T)$ è calcolata all'istante \bar{n} e poi mantenuta costante per tutto ΔT , mentre $\mathbf{R}_{xy}^*(n)$ è calcolata ad ogni istante n -esimo del transitorio. Come si può notare, a causa di $\bar{\mathbf{h}}_{opt}$ costante non è più necessario risolvere le (67) e (68).

Le precedenti considerazioni sulle modalità di aggiornamento della matrice $\mathbf{R}(n)$ della (77), nell'intervallo temporale $[\bar{n}, \bar{n} + \Delta T]$, si trasportano pari pari all'aggiornamento del fattore di Cholesky della stessa.

Riguardo a quest'ultimo punto, ad un istante \bar{n} di rivelazione del picco di energia ricevuta sulle antenne vengono compiute le seguenti azioni:

- viene aggiornata, entro il tempo di simbolo \bar{n} , la sola matrice triangolare \mathbf{L} con i vettori $\mathbf{y}(n)$ ottenuti dai campioni dei segnali sulle antenne, presenti nel burst memorizzato, a partire dall'istante \bar{n} fino all'istante $\bar{n} + \Delta T$;
- vengono aggiornate, per $\bar{n} < n \leq \bar{n} + \Delta T$, le matrici $\mathbf{U}(n)$ e $\mathbf{L}_s(n)$ rispettivamente rettangolare e triangolare, con il detto vettore di aggiornamento \mathbf{g}_n , e viene risolta l'equazione (56), mantenendo costante il vettore dei campioni della risposta all'impulso $\bar{\mathbf{h}}_{opt}$ al valore assunto al detto istante \bar{n} ;
- vengono ripristinate, allo scadere del tempo $\bar{n} + \Delta T$, le modalità di calcolo precedenti il detto istante \bar{n} .

Per quanto detto, il fattore di Cholesky in questo intervallo temporale può essere decomposto in forma triangolare come segue:

$$\bar{\mathbf{L}}(n) = \begin{bmatrix} \mathbf{L}(\bar{n} + \Delta T) & \mathbf{0} \\ \mathbf{U}(n) & \mathbf{L}_s(n) \end{bmatrix} \quad (79)$$

Con l'insieme delle considerazioni di cui sopra, relative alla possibilità di utilizzare nei calcoli o direttamente la matrice $\mathbf{R}(n)$, o preferibilmente il fattore di Cholesky $\bar{\mathbf{L}}(n)$ della stessa, i diversi passi della stima adattativa del solo vettore dei

pesi $w_{opt}(n)$ che caratterizzano la variante di metodo, sono ricondotti a quelli corrispondenti dell'algoritmo adattativo per quanto concerne la modalità di utilizzo nei calcoli dei dati decisi a basso ritardo $\{\hat{x}'_n\}$. Detto algoritmo adattativo, a sua volta, faceva riferimento alla descrizione dettagliata dell'algoritmo svolto dal blocco FUNZ ~~incluso nel ricevitore di fig. 6, descrizione questa che continua a valere apportando le~~ modifiche relative all'avanzamento temporale ΔT della matrice $R_{yy}(\bar{n} + \Delta T)$ o del relativo fattore di Cholesky $L(\bar{n} + \Delta T)$.

Ciò posto, il vettore dei pesi $w_{opt}(n)$ può essere calcolato o risolvendo la (78) o, preferibilmente, mediante la decomposizione in fattori di Cholesky e successiva risoluzione della (56) che in questo nuovo contesto diventa:

$$L^*(\bar{n} + \Delta T)w_{opt}(n) = U^*(n)\bar{h}_{opt} \quad (56')$$

Riguardo a questa seconda opportunità, occorre però analizzare come aggiornare il fattore di Cholesky, quando esso assume l'espressione della (79), applicando la trasformazione unitaria $Q(n)$ definita nella (76). Nel caso di utilizzo della variante, a differenza delle condizioni che valevano per le (61) e (76), risulta necessario aggiornare, all'istante \bar{n} , il solo fattore L della matrice di covarianza spaziale R_{yy} . Se analizziamo il meccanismo con cui si applicano le trasformazioni unitarie, possiamo renderci conto di come sia possibile aggiornare la sola matrice L "ritardando" l'aggiornamento degli altri fattori. Era stato detto in precedenza, con riferimento alla (61) che una rotazione unitaria viene in genere attuata come una sequenza di trasformazioni elementari, Q_0, Q_1, \dots , usualmente rotazioni di Givens. Il

ritardo di aggiornamento può essere introdotto ricordando quanto espresso nelle (62) e (63), dove la singola trasformazione elementare Q_i agisce sulla singola colonna $I_i(n-1)$ del fattore L e sulla colonna del generatore g_n . Se si applica la trasformazione Q_i ai primi M elementi della i -esima colonna, dove M è l'ordine della matrice L , è possibile ritardare l'aggiornamento dei fattori U e L_s , memorizzando le trasformazioni avvenute in L e riprendendo l'aggiornamento di U e L_s , una volta che le decisioni a basso ritardo siano ritornate affidabili, ovvero alla fine del periodo di assestamento ΔT di queste matrici.

La fig.19 mostra due andamenti di BER lungo il burst di altrettanti segnali demodulati, per un forte interferente che disturba fino al 50° simbolo. Un primo andamento (a tratteggio) è relativo alla modalità adattativa fuori midambolo del metodo di equalizzazione in oggetto, mentre il secondo andamento (in solido) è relativo alla sua variante per forti interferenti. Il segnale d'ingresso presenta

$$\frac{E_b}{N_0} = 10 \text{ dB} \text{ e } \frac{C}{I} = -20 \text{ dB} ; \text{ gli andamenti sono mediati su 500 realizzazioni. Si può}$$

chiaramente notare che la variante di metodo inizia prima l'adattamento, riuscendo così a contenere il picco nell'andamento della probabilità d'errore, ed a garantire quindi un significativo miglioramento nella qualità del segnale demodulato.

Ulteriori riferimenti bibliografici utili alla comprensione della "Displacement Theory" applicata al canale tempo-variante sono riportati nei seguenti articoli:

Ita
G. R. G.

- "Time-Variant Displacement Structure and Triangular Arrays", autori: A. H. Sayed, H. Lev-Ari e T. Kailath, pubblicato in IEEE Trans. on Signal Processing, vol. 42, No. 5, May 1994.
- "Fast Computation of Channel-Estimate Based Equalizers in Packet Data Transamission", autori: N. Al-Dhahir, J. M. Cioffi, pubblicato in IEEE Trans. on Signal Processing, vol. 43, No. 11, November 1995.
- "A Computationally Efficient FIR MMSE-DFE for CCI-Impaired Dispersive Channels", di N. Al-Dhahir, pubblicato in IEEE Trans. on Signal Processing, vol. 45, No. 1, January 1997.

Gli insegnamenti del metodo di equalizzazione oggetto della presente invenzione, e della sua variante, trovano rispettiva applicazione negli equalizzatori compresi nelle schematizzazioni a blocchi funzionali delle figg.6 e 12. La realizzazione dei suddetti blocchi è nota al tecnico del ramo, così come la realizzazione delle funzioni indicate nel testo che non trovano corrispettivi blocchi nelle figure, ad eccezione del blocco FUNZ e dei relativi blocchi interni PESI e CAMP. Inoltre, in conseguenza della diversa interrelazione tra i blocchi che una stima congiunta dei parametri w_{opt} , h_{opt} impone rispetto ad una stima disgiunta, anche l'architettura dell'equalizzatore non risulta nota.

Nella descrizione dettagliata del blocco FUNZ che seguirà è conveniente riferirsi alla sola schematizzazione di fig.12, che consente di realizzare un unico equalizzatore in grado di funzionare sia durante il midambolo, che fuori, in quest'ultimo caso secondo la modalità adattativa, o secondo quella della variante, a seguito di

opportune selezioni hardware/software pilotate da eventi quali la fine del midambolo, o l'improvviso sopraggiungere di un forte interferente.

Per quanto concerne la realizzazione circuitale del blocco FUNZ, è preferibile ricorrere a strutture circuitali note con la definizione di "array sistolici", illustrate nelle figg. 21, e 22. Queste strutture sono dotate di un alto grado di parallelismo, che li rende già di per sé idonee ad operare sulle matrici, ma soprattutto a compiere quasi simultaneamente un numero di calcoli altrimenti sequenziali. Una realizzazione basata sull'utilizzo di un microprocessore sarebbe assai meno efficiente, proprio perché un comune DSP è governato da una sequenza temporale di istruzioni elementari che lo rendono più idoneo a risolvere problemi seriali, a differenza dell'array sistolico che svolge tutti i calcoli in parallelo in un solo tempo di simbolo di 3,69 μ s (o in un tempo doppio se si opera congiuntamente sui semiburst). Anche volendo ricorrere ad un DSP di tipo RISC, questi non avrebbe un parallelismo neppure confrontabile con quello dell'array sistolico, che sembra quindi essere "problem oriented". Nella pratica, il blocco FUNZ, così come i restanti blocchi dell'equalizzatore di fig.12, sono vantaggiosamente realizzati mediante circuiti integrati digitali di tipo ASIC (Application Specific Integrated Circuit).

Con riferimento alla fig.20 si può notare che il blocco di stima FUNZ comprende cinque array sistolici diversamente configurati, rispettivamente indicati con SYSTOL1, SYSTOL2, SYSTOL3, SYSTOL4, e SYSTOL5. Ad un primo ingresso del blocco SYSTOL1 perviene il vettore $x(n)$ riferito ai campioni della sequenza di training $\{x_n\}$ memorizzata nel ricevitore, ad un secondo ingresso perviene il vettore $y(n)$, e

ad un terzo ingresso perviene un segnale di controllo MID che risulta vero solo in corrispondenza del midambolo. Su un primo bus d'uscita è presente il fattore di Cholesky $\bar{L}(n)$ indicato nella (61), che raggiunge un primo ingresso di un selettore a due ingressi SEL, mentre un secondo bus d'uscita CONT connette SYSTOL1 ad un primo ingresso di SYSTOL2.

Ad un secondo ingresso del blocco SYSTOL2 perviene il vettore $\hat{x}'(n)$ riferito ai dati della sequenza decisa a basso ritardo $\{\hat{x}'_n\}$; ad un terzo ingresso perviene il vettore $y(n)$ uscente dal blocco di ritardo RIT; un quarto ingresso BURST è un bus che accede in lettura ad una memoria in cui il ricevitore trascrive i campioni $y(n)$ del burst di ricezione; ad un quinto ingresso perviene il coefficiente di oblio λ , ad un sesto ingresso perviene un segnale PIC', di cui si dirà; ed infine ad un settimo ingresso perviene il segnale di controllo MID. Sul bus d'uscita è presente il fattore di Cholesky $\bar{L}'(n)$ come indicato nella (76), che raggiunge il secondo ingresso del selettore SEL, al cui ingresso di selezione perviene il segnale di controllo MID. Il bus uscente dal selettore SEL è connesso ad un capo di un blocco di interruzione SWT controllato da un segnale PIC' di durata ΔT proveniente da un blocco PICSEL. Quest'ultimo blocco riceve su tre rispettivi ingressi il segnale MID e due altri segnali indicati con PIC e TRANS, e sulla base di questi genera il segnale PIC'. Il segnale TRANS è attivo per un tempo ΔT pari alla durata del funzionamento transitorio previsto per la variante di metodo; come tale esso è un parametro configurabile dell'equalizzatore, alla stregua del coefficiente di oblio λ . È sottintesa la presenza di una logica che provvede alla generazione ed alla gestione di tutti i segnali indicati.

Il segnale PIC proviene da un blocco PICRIV che riceve il segnale di ricezione ad alta frequenza direttamente dall'array di antenne ARY. Il bus uscente dall'altro capo del blocco SWT è connesso ad un ingresso di SYSTOL3, da cui fuoriesce il vettore intermedio u_n , diretto verso un primo ingresso di SYSTOL4, il cui altro ingresso è connesso all'ingresso di SYSTOL3. Ad una prima uscita di SYSTOL4 è presente un vettore $h_{opt}(n-1)$ diretto verso un ulteriore ingresso di SYSTOL3. Ad una seconda uscita di SYSTOL4 è presente il vettore $h_{opt}(n)$ diretto verso un primo ingresso di SYSTOL5, il cui secondo ingresso è connesso all'uscita del blocco SEL.

All'uscita di SYSTOL5 è presente il vettore $w_{opt}(n)$. I due blocchi SYSTOL3 e SYSTOL4 sono compresi in un blocco funzionale AUTOVET, il cui ingresso coincide con quello di SYSTOL3 e la cui uscita coincide con quella di SYSTOL4.

L'architettura del blocco FUNZ di fig.20 consente un pieno funzionamento dell'equalizzatore di fig.12 sia durante il midambolo che al di fuori, secondo il metodo oggetto d'invenzione e la sua variante.

Durante il midambolo il segnale MID risulta vero, questa condizione viene sfruttata per abilitare l'array SYSTOL1 e disabilitare SYSTOL2, per controllare il selettori SEL alla scelta di $\bar{L}(n)$, e determinare la chiusura dell'interruttore SWT. Di conseguenza il bus di SYSTOL1 è prolungato verso il blocco AUTOVET che estrae la parte relativa alla matrice L , e la utilizza per risolvere le (68) e (67), determinando il vettore $h_{opt}(n)$. Più precisamente, l'array SYSTOL3 calcola il vettore intermedio u_n , secondo la (68) applicando il metodo della "back-substitution", mentre l'array

SYSTOL4 calcola $h_{opt}(n)$ secondo la (67), ancora mediante "back-substitution".

L'array SYSTOL5 estrae dal bus proveniente da SEL la parte relativa alle matrici

L e U che utilizza, assieme al vettore $h_{opt}(n)$, per risolvere la (56) e determinare il

vettore $w_{opt}(n)$, sempre mediante "back-substitution".

Durante il funzionamento adattativo, il segnale MID negato disabilita l'array SYSTOL1 ed abilita SYSTOL2, e comanda il selettore SEL alla scelta di $\bar{L}'(n)$. In assenza di un cambiamento di condizione logica nel segnale PIC', l'interruttore SWT resta chiuso ed il bus di SYSTOL2 viene prolungato verso i blocchi AUTOVET e SYSTOL5; questi ultimi trattano le rispettivi componenti matriciali del fattore di Cholesky $\bar{L}'(n)$ alla stregua di quanto detto per $\bar{L}(n)$.

Prima che l'array SYSTOL2 inizi ad operare, la transizione da vero a negato del segnale MID comanda il trasferimento del contenuto dell'array SYSTOL1 sul bus CONT per essere ricopiato entro le celle di SYSTOL2. La suddetta operazione consente l'aggiornamento del preesistente fattore di Cholesky $\bar{L}(n)$ secondo la nuova modalità di calcolo che prevede l'utilizzo del coefficiente di oblio λ . Se non fosse stato previsto il trasferimento di cui sopra, l'array SYSTOL2 stimerebbe ex-novo il fattore $\bar{L}'(n)$ ma con minori possibilità rispetto alla situazione precedente.

Quando il blocco PICRIV rivela, ad un istante \bar{n} , la presenza di un picco di energia sulle antenne superiore alla soglia prefissata, il blocco PICSEL discrimina tra due possibili condizioni di funzionamento. Una prima condizione è quella di forte interferente in presenza di midambolo, in tal caso il segnale PIC' risulta falso e la

stima durante il midambolo non viene disturbata. La seconda condizione è quella di forte interferente al di fuori del midambolo, in tal caso il segnale PIC' vero comanda l'apertura dell'interruttore SWT, e controlla opportuni commutatori inclusi nell'array SYSTOL2 che apportano una modifica provvisoria nella struttura dell'array tale da renderlo idoneo ad operare come previsto nella variante di metodo. Con PIC' vero il blocco AUTOVET non riceve più nulla in ingresso e provvede a congelare il valore del vettore \bar{h}_{opt} all'istante \bar{n} fino allo scadere di ΔT . Il blocco SYSTOL5 risolve la (56), sempre mediante "back-substitution", utilizzando il vettore \bar{h}_{opt} e le matrici L e U del fattore di Cholesky $\bar{L}'(n)$ che deriva dalle suddette modifiche strutturali apportate all'array SYSTOL2, determinando in tal modo il vettore $w_{opt}(n)$.

Allo scadere del tempo $\bar{n} + \Delta T$ la nuova condizione del segnale PIC' comanda la chiusura dell'interruttore SWT, ma la configurazione dell'array SYSTOL2 rimane fino alla fine del burst quella modificata, ed il funzionamento dell'equalizzatore ritorna a quello del metodo adattativo.

Per quanto concerne la realizzazione circuitale dei diversi blocchi di fig.20, occorre precisare quanto segue:

- i blocchi PICRIV, PICSEL, RIT, SEL, e SWT, sulla base della descrizione funzionale fornita, sono realizzabili applicando le comuni conoscenze tecniche;
- gli array sistolici SYSTOL1, SYSTOL3, SYSTOL4, e SYSTOL5 sono schematizzabili da un'architettura di celle comune a quella di tutti gli array sistolici noti di forma triangolare. La loro descrizione richiede pertanto di specificare la natura delle celle, per evidenziare dove gli array si diversificano tra loro e da quelli

dell'arte nota. Una descrizione di tipo funzionale delle celle che indichi il tipo di operazioni aritmetiche compiute sul segnale entrante e sul contenuto preesistente per ottenere il nuovo contenuto ed il segnale uscente, è da ritenersi sufficiente alla loro realizzazione sfruttando le comuni conoscenze tecniche nel campo degli array sistolici e dei gate array.

- l'array sistolico SYSTOL2 si avvale della medesima struttura di SYSTOL1, ma include delle memorie FIFO e dei commutatori elettronici nella catena di discesa, come si vedrà in fig.22. Le modalità di ottenimento in chip delle suddette FIFO e dei relativi commutatori, sono ancora quelle che consentono di ottenere i diversi array, vale a dire la tecnologia dei gate array di tipo ASIC.

Ovviamente, il blocco FUNZ può essere realizzato mediante architetture differenti rispetto a quella indicata, è possibile ad esempio utilizzare un unico array sistolico che conglobi le funzioni di SYSTOL1 e SYSTOL2, in tal caso risulterebbe superfluo il trasferimento del contenuto alla fine del midambolo. Questo nuovo array deve comunque poter modificare alla fine del midambolo le operazioni aritmetiche che definiscono il contenuto delle celle, in quanto occorre ora tenere conto del coefficiente di oblio λ .

Con riferimento alla fig.21, in cui l'array sistolico SYSTOL1 viene schematizzato mediante blocchi funzionali, si può notare che ci sono singoli blocchi a forma quadrata tra loro interconnessi, indicati con \bar{I}_i , \bar{u}_i e $\bar{I}_{s,i}$, e blocchi periferici di forma circolare \bar{c}_i connessi ai primi. La struttura dell'array è di forma triangolare, così come quella della matrice $\bar{L}(n)$ che esso riproduce. In effetti ciascun blocco \bar{I}_i , \bar{u}_i , $\bar{I}_{s,i}$, e \bar{c}_i



raggruppati nella zona del vertice acuto superiore corrispondente alla posizione della matrice triangolare L , i blocchi $\bar{I}_{s,i}, \bar{c}_i$ sono raggruppati nella zona del vertice acuto inferiore corrispondente alla posizione della matrice triangolare L_s , ed infine i blocchi \bar{u}_i sono raggruppati nella rimanente zona di forma quadrata (o più generalmente rettangolare) corrispondente alla posizione della matrice U . I blocchi circolari \bar{c}_i costituiscono la diagonale di chiusura dell'array, ed i due blocchi alle estremità indicano l'inizio e la fine dell'aggiornamento. Per comodità di rappresentazione sono indicate matrici di 3×3 .

La fig.22 indica l'architettura dell'array SYSTOL2, ottenuta da quella di fig.21 interrompendo le linee d'uscita discendenti dei blocchi corrispondenti agli elementi dell'ultima riga della matrice triangolare L , inserendo delle identiche memorie FIFO di lunghezza tale da introdurre un ritardo pari al transitorio ΔT , e connettendo le uscite delle FIFO a rispettivi blocchi corrispondenti agli elementi della prima riga della matrice U . L'array SYSTOL2 è in grado di funzionare secondo la modalità adattativa e secondo la variante di metodo, verranno quindi illustrati i mezzi che consentono questa possibilità.

La fig.23 mostra un commutatore elettronico COM, identico ad altri inclusi nell'array SYSTOL2, inserito tra due punti indicati con A e B in fig.22, corrispondenti alle porte d'ingresso e uscita di una generica FIFO. Il punto centrale del commutatore COM è connesso al punto A di provenienza del segnale da commutare, mentre la FIFO è connessa tra i due terminali d'uscita di COM, uno dei quali è connesso al

punto B. Il segnale PIC' attivo comanda la commutazione in modo da inserire la FIFO tra A e B come mostra la posizione di fig.23; viene in tal modo ritardato di ΔT il segnale che si propaga sulla corrispondente colonna. Alla fine del transitorio ΔT , tuttavia, la FIFO rimane inserita fino alla fine del burst, istante in cui avviene la commutazione opposta che cortocircuita i punti A e B, ed il ritardo viene escluso ritornando al funzionamento adattativo in presenza di un nuovo burst. In figura viene pure evidenziato un segnale di orologio CKT a frequenza di simbolo che temporizza il funzionamento della FIFO. Ci saranno tanti blocchi COM quante sono le colonne sovrastanti le FIFO.

Con riferimento alla fig.24, si può notare che i blocchi circolari sono interessati da un segnale entrante *in* e da un segnale uscente ρ . Anche i blocchi quadrati sono interessati dai medesimi segnali, ma in aggiunta hanno un ulteriore segnale entrante ρ e un ulteriore segnale uscente *out*. Fanno eccezione i blocchi quadrati dell'ultima fila orizzontale e l'ultimo blocco circolare della stessa, ove manca il segnale uscente ρ . Il contenuto dei blocchi, identicamente per ciascun tipo di blocco, viene indicato con α .

Gli array SYSTOL1 e SYSTOL2 sono disposti nelle figure in modo che i segnali entranti, corrispondenti al vettore di aggiornamento:

$$\mathbf{g}_n = \begin{bmatrix} \mathbf{y}(n) \\ \mathbf{x}(n) \end{bmatrix}$$

entrino da sinistra. Più precisamente, i segnali numerici $y_1(n), \dots, y_i(n), \dots, y_M(n)$ sono diretti verso i blocchi della prima linea verticale dell'array, corrispondenti agli elementi della prima colonna della matrice triangolare \mathbf{L} , mentre i segnali numerici



$x_1(n), \dots, x_i(n), \dots, x_L(n)$ sono diretti verso i blocchi corrispondenti agli elementi della prima colonna della matrice (rettangolare) U . Per quanto concerne l'array SYSTOL2, il vettore $x(n)$ sia durante il funzionamento adattativo che durante la variante coincide con il vettore $\hat{x}'(n)$; il vettore $y(n)$ durante il funzionamento adattativo sarà quello uscente dal blocco RIT, cioè $y(n-D)$, durante la variante sarà invece un vettore $y(\bar{n} + \Delta T)$ costituito dai campioni $y_1(\bar{n} + \Delta T), \dots, y_i(\bar{n} + \Delta T), \dots, y_M(\bar{n} + \Delta T)$ del burst memorizzato, trasferiti in SYSTOL2 ed ivi utilizzati nell'aggiornamento anticipato del fattore di Cholesky $L(\bar{n} + \Delta T)$ della matrice di covarianza spaziale $R_{yy}(\bar{n} + \Delta T)$.

Anche se non esplicitamente indicato, è previsto un segnale di orologio generale dell'array delle figg.21 e 22, a frequenza molto più alta di quella di simbolo, che perviene simultaneamente a tutti i blocchi \bar{l}_i , \bar{u}_i , \bar{l}_{s_i} , e \bar{c}_i per controllarne il singolo funzionamento; il banco di memorie FIFO di fig.22 viene aggiornato a tempo di simbolo.

La disposizione geometrica dei blocchi illustrata nelle figg.21 e 22 viene rispettata sull'area dei chip, ove i blocchi costituiscono altrettante celle; ciò consente al segnale che origina nel vertice superiore di propagarsi lungo la catena discendente. È evidente che il corretto contenuto delle celle sarà disponibile solo dopo un tempo sufficiente alla completa propagazione del segnale verso l'estremo opposto della diagonale costituita dai blocchi circolari, seguendo il percorso più lungo tra le celle. I singoli segnali entranti nelle parte sinistra dell'array sono associati ad un corrispondente numero di frecce che indica il ritardo con cui si esplica il loro effetto.

Nel funzionamento, gli array sistolici SYSTOL1 e SYSTOL2 sono rispettivamente riferiti all'aggiornamento del fattore di Cholesky $\bar{L}(n)$ della matrice $R(n)$ come indicato nella (61) e nella (76), che per comodità riproponiamo:

$$[\bar{L}(n) \ 0] = [\bar{L}(n-1) \ g_n] Q(n) \quad (61)$$

$$[\bar{L}(n) \ 0] = [\sqrt{\lambda} \bar{L}(n-1) \ g_n] Q(n) \quad (76)$$

Durante i forti interferenti l'aggiornamento indicato dalla (76) viene modificato dall'introduzione delle FIFO come visto nelle figg.22 e 23, ma le relazioni che verranno ora indicate continueranno a valere sugli elementi della matrice $L(\bar{n} + \Delta T)$.

La rotazione unitaria $Q(n)$ viene attuata associando a ciascuna cella una relativa operazione compiuta sui segnali entranti e sul contenuto preesistente, per ottenere i segnali uscenti ed il nuovo contenuto. Nella fattispecie, ad esempio, della (76):

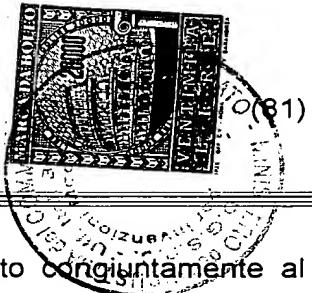
- i segnali *in* si propagano in senso orizzontale e corrispondono ai segnali $y_1(n), \dots, y_i(n), \dots, y_M(n)$ e $x_1(n), \dots, x_i(n), \dots, x_L(n)$ all'ingresso delle celle della prima colonna dell'array; per le restanti celle indicate dai blocchi quadrati i segnali *in* corrispondono ai segnali *out* uscenti dalle celle precedenti nel senso di propagazione orizzontale del segnale;
- i segnali ρ si propagano in senso verticale e vengono generati all'uscita di ciascuna cella, sia quadrata che circolare, calcolando la seguente espressione:

$$\rho = \frac{in}{\alpha\sqrt{\lambda}} \quad (80)$$

dove λ è il coefficiente di oblio, e α è il nuovo contenuto delle celle calcolato come segue, relativamente alle sole celle circolari corrispondenti alla diagonale principale della matrice \bar{L} :

$$\alpha \leftarrow \sqrt{\lambda|\alpha|^2 + |in|^2}$$

il nuovo α essendo puntato dalla freccia:



- per le restanti celle quadrate il nuovo α viene determinato ~~congiuntamente~~ al segnale out che si propaga in senso orizzontale, vale infatti la seguente relazione matriciale:

$$\begin{bmatrix} \alpha & out \end{bmatrix} \leftarrow \begin{bmatrix} \alpha\sqrt{\lambda} & in \end{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{1+|\rho|^2}} \begin{bmatrix} 1 & \rho \\ \rho^* & -1 \end{bmatrix} \quad (82)$$

dove il vettore puntato dalla freccia indica i nuovi valori di α e out .

Relazioni analoghe alle (80), (81), e (82) valgono per l'aggiornamento secondo la (61), ponendo $\lambda = 1$.

Per quanto concerne la fig.22, l'introduzione delle memorie FIFO nella catena di discesa dell'array sistolico è la semplice traduzione circuitale di quanto detto illustrando la variante di metodo a proposito dell'aggiornamento del solo fattore di Cholesky $\bar{L}(\bar{n} + \Delta T)$. Si è infatti detto che è possibile ritardare l'aggiornamento dei fattori U e L , memorizzando i risultati delle trasformazioni elementari Q_i . Il ritardo introdotto all'istante \bar{n} viene poi recuperato all'istante $\bar{n} + \Delta T$, cioè quando lo stimatore STIM è in grado di fornire i simboli decisi affidabili e può quindi riprendere un aggiornamento normale del fattore di Cholesky $\bar{L}(n)$.


Giustini

Per quanto concerne la descrizione funzionale delle celle appartenenti agli array sistolici SYSTOL3, SYSTOL4 e SYSTOL5, ovvero le relazioni matematiche sviluppate nelle celle sulla base del contenuto precedente e dei nuovi ingressi per generare delle nuove uscite, il tecnico del ramo è posto in grado di ottenere i suddetti array sistolici, applicando i passi del metodo di back-substitution descritto nel testo per risolvere le relative equazioni indicate, e sfruttando le comuni conoscenze tecniche nel campo degli array sistolici.

Vantaggiosamente, l'equalizzatore appartenente al ricevitore di fig.12 (in pratica l'intera struttura a blocchi mostrata in figura) viene duplicato onde poter processare parallelamente i due semiburst ai due lati del midambolo. Un circuito di ricostruzione del burst posto a valle dei due equalizzatori pone nell'esatto ordine temporale i dati delle due sottosequenze stimate, ottenendo un'unica sequenza $\{\hat{x}_n\}$ dei dati trasmessi stimata a massima verosimiglianza.

RIVENDICAZIONI

1. Metodo di equalizzazione per la cancellazione di interferenti isofrequenziali in segnali ricevuti da antenne a schiera (ARY) di stazioni radio base di un sistema radiomobile cellulare, detti segnali $(y(n))$ essendo ricevuti sotto forma di burst di simboli di un burst di trasmissione, comprendente una sequenza di training
 $(\{x_n\})$ nota al ricevitore, detti burst ricevuti essendo demodulati, digitalizzati, memorizzati, e sincronizzati mediante discriminazione della sequenza di training, caratterizzato dal fatto che comprende le seguenti fasi:
 - a) filtraggio spaziale dei segnali provenienti dalle antenne $(y(n))$, utilizzando un filtro spaziale (BMF) che combina tra loro sulla base di opportuni pesi $(w_{opt}(n))$ dei simboli corrispondenti nei diversi burst memorizzati;
 - b) filtraggio temporale del segnale $(y_{out}(n))$ generato da detto filtro spaziale (BMF) utilizzando un filtro adattato (FADAT) a campioni $(h_{opt}(n))$ della risposta impulsiva del canale trasmissivo;
 - c) ottimizzazione congiunta di detti pesi e campioni $(w_{opt}(n), h_{opt}(n))$ sulla base dei simboli di detta sequenza di training $(\{x_n\})$ e dei detti segnali provenienti dalle antenne $(y(n))$ presenti nei burst memorizzati;
 - d) stima dei simboli $(\{\hat{x}_n\})$ del burst di trasmissione corrispondenti alla sequenza uscente dal filtro temporale adattato (FADAT);

e) aggiornamento dei valori ottimizzati di detti pesi e campioni $(\mathbf{w}_{opt}(n), \mathbf{h}_{opt}(n))$, al di fuori della finestra temporale della sequenza di training, mediante ripetizione delle precedenti fasi a)...d), sostituendo nella fase c) i simboli della sequenza di training $(\{x_n\})$ con dei simboli stimati $(\{\hat{x}'_n\})$ nella fase d), rendendo con ciò detta **equalizzazione adattativa**.

2. Metodo di equalizzazione secondo la rivendicazione 1, caratterizzato dal fatto che detta ottimizzazione congiunta di pesi e campioni $(\mathbf{w}_{opt}(n), \mathbf{h}_{opt}(n))$ è compiuta minimizzando un funzionale (FUNZ) corrispondente all'errore quadratico medio che nasce dal confronto tra corrispondenti campioni n -esimi di due sequenze, di cui, una prima è ottenuta sottponendo i simboli della sequenza di training $(\{x_n\})$ ad un filtro temporale (CAMP) che stima i detti campioni della risposta impulsiva del canale trasmissivo $(\mathbf{h}(n))$, ed una seconda sequenza è ottenuta sottponendo i campioni n -esimi dei detti burst memorizzati $(\mathbf{y}(n))$ ad un filtro spaziale (PESI) che stima i detti pesi $(\mathbf{w}(n))$.

3. Metodo di equalizzazione secondo la rivendicazione 1 o 2, caratterizzato dal fatto che la detta ottimizzazione congiunta di pesi e campioni converge entro una finestra temporale della detta sequenza di training $(\{x_n\})$ di lunghezza inferiore o uguale a 26 intervalli di simbolo.

4. Metodo di equalizzazione secondo una qualunque delle rivendicazioni precedenti, caratterizzato dal fatto che quando la detta sequenza di training $(\{x_n\})$ è



inclusa in un midambolo del burst di trasmissione, la detta equalizzazione inizia dalla estremità del midambolo e procede parallelamente nei due sensi del burst, preventivamente memorizzato e sincronizzato.

5. Metodo di equalizzazione secondo una qualunque delle rivendicazioni da 1 a 3, caratterizzato dal fatto che quando la detta sequenza di training $\{x_n\}$ è inclusa in un midambolo del burst di trasmissione, la detta equalizzazione inizia da una prima estremità del midambolo e procede verso la fine del burst, preventivamente memorizzato e sincronizzato, e successivamente riprende dalla seconda estremità del midambolo verso l'altra estremità del burst, usando i dati stimati del primo semiburst per avere un insieme di dati stimati più lungo per l'equalizzazione del secondo semiburst.

6. Metodo di equalizzazione secondo una qualunque delle rivendicazioni da 2 a 5, caratterizzato dal fatto che detta ottimizzazione congiunta di pesi e campioni compiuta nella detta fase c) comprende i seguenti passi:

d1) assegnazione di valori arbitrari, preferibilmente nulli, agli elementi di una matrice

triangolare strutturata $\bar{L}(n)$, definita come segue: $\bar{L}(n) = \begin{bmatrix} L(n) & 0 \\ U(n) & L_s(n) \end{bmatrix}$, dove

$L(n)$ e $L_s(n)$ sono matrici triangolari ed $U(n)$ è una matrice quadrata, o più generalmente rettangolare;

d2) assegnazione di valori arbitrari, di cui almeno uno non nullo, agli elementi di un vettore $h_{opt}(n)$ che memorizza i detti campioni ottimizzati della risposta impulsiva del canale trasmissivo;

d3) assegnazione di valori arbitrari, di cui almeno uno non nullo, agli elementi di un vettore $\mathbf{w}_{opt}(n)$ che memorizza i detti pesi ottimizzati del filtro spaziale (BMF);

d4) aggiornamento di detta matrice strutturata $\bar{\mathbf{L}}(n)$ applicando all'istante n -esimo

la seguente relazione iterativa: $[\bar{\mathbf{L}}(n) \ 0] = [\bar{\mathbf{L}}(n-1) \ \mathbf{g}_n] \mathbf{Q}(n)$, dove \mathbf{g}_n è il

seguente vettore di aggiornamento $\mathbf{g}_n = \begin{bmatrix} \mathbf{y}(n) \\ \mathbf{x}(n) \end{bmatrix}$ strutturato in due vettori

componenti, di cui: $\mathbf{y}(n) = [y_1(n), y_2(n), \dots, y_M(n)]^T$ è un primo vettore i cui M

elementi sono simboli provenienti da M antenne all'istante n -esimo, presenti in

altrettanti detti burst memorizzati, ed $\mathbf{x}(n) = [x_n(n), x_{n+1}(n), \dots, x_{n+L-1}(n)]^T$ è un

secondo vettore i cui L elementi sono dei simboli memorizzati della sequenza

trasmessa $(\{x_n\}, \{\hat{x}'_n\})$, rispettivamente di training, o stimata, assumendo una

durata della risposta impulsiva pari a L simboli; essendo $\mathbf{Q}(n)$ una

trasformazione matriciale di rotazione unitaria, attuata tramite una sequenza di

trasformazioni elementari $\mathbf{Q}_0, \mathbf{Q}_1, \dots$, che applicata a $[\bar{\mathbf{L}}(n-1) \ \mathbf{g}_n]$ produce

l'annullamento della colonna \mathbf{g}_n , introducendo uno zero per ogni trasformazione

elementare;

d5) determinazione di un vettore di pesi \mathbf{h}_n mediante la seguente espressione:

$\mathbf{L}_s(n) \mathbf{L}_s^*(n) \mathbf{h}_n = \mathbf{h}_{opt}(n-1)$, da cui viene aggiornato come segue il detto

vettore dei campioni ottimi $\mathbf{h}_{opt}(n) = \frac{\mathbf{h}_n}{\mathbf{h}_n^* \mathbf{h}_n}$;

d6) aggiornamento del detto vettore dei pesi ottimi mediante la seguente

$$\text{espressione: } \mathbf{L}^*(n) \mathbf{w}_{opt}(n) = \mathbf{U}^*(n) \mathbf{h}_{opt}(n).$$

7. Metodo di equalizzazione secondo la rivendicazione 6, caratterizzato dal

fatto che detta espressione calcolata al passo d5) viene scomposta in due fasi elementari di calcolo, introducendo un vettore intermedio incognito \mathbf{u}_n definito dalla

seguente prima equazione: $\mathbf{L}_s^*(n) \mathbf{h}_n = \mathbf{u}_n$, essendo \mathbf{u}_n una soluzione della

seguente seconda equazione: $\mathbf{L}_s(n) \mathbf{u}_n = \mathbf{h}_{opt}(n-1)$ che sostituita a sua volta

nell'equazione di partenza fornisce \mathbf{h}_n , semplificandone il calcolo.

8. Metodo di equalizzazione secondo la rivendicazione 6 o 7, caratterizzato

dal fatto che nella detta fase e) la detta matrice $\bar{\mathbf{L}}(n-1)$ viene moltiplicata per $\sqrt{\lambda}$,

dove λ è una costante reale arbitraria, inferiore all'unità, scelta in relazione alla non stazionarietà del canale rendendo più efficace la detta equalizzazione adattativa.

9. Metodo di equalizzazione secondo una qualunque delle rivendicazioni precedenti, caratterizzato dal fatto che detta stima dei simboli del burst di trasmissione

compiuta nella fase d) è una stima di sequenza $(\{\hat{x}_n\})$ a massima verosimiglianza

effettuata mediante l'algoritmo di Viterbi, utilizzando per questo i detti campioni

ottimizzati della risposta impulsiva del canale $(\mathbf{h}_{opt}(n))$ per calcolare i valori di

opportune metriche di ramo di un trellis che indica tutte le possibili transizioni di stato

del ricevitore, l'espressione delle metriche di ramo essendo nota nei detti ricevitori.

10. Metodo di equalizzazione secondo le rivendicazioni 1 e 9, caratterizzato

dal fatto che nella fase di aggiornamento e) i simboli della sequenza di training $(\{x_n\})$

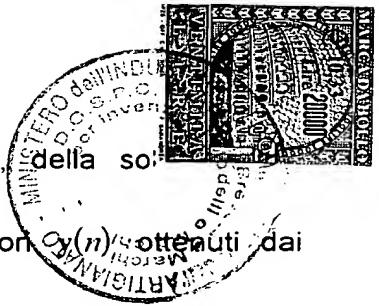
vengono sostituiti con una sequenza di simboli $(\{\hat{x}'_n\})$ stimata a basso ritardo forzando l'algoritmo di Viterbi (STIM) ad emettere delle decisioni allo scadere di un tempo inferiore a quello impiegato per decidere la detta sequenza stimata a massima verosimiglianza $(\{\hat{x}_n\})$.

11. Metodo di equalizzazione secondo la rivendicazione 10, caratterizzato dal fatto che, in corrispondenza di ogni nuovo simbolo della detta sequenza stimata a basso ritardo $(\{\hat{x}'_n\})$, gli L elementi del detto vettore $x(n)$ sono rimpiazzati con altrettanti simboli ricoppiati in blocco dal percorso selezionato nel trellis al tempo di simbolo attuale, prevenendo con ciò la propagazione degli errori nella stima congiunta dei detti pesi e campioni ottimi $(w_{opt}(n), h_{opt}(n))$.

12. Metodo di equalizzazione secondo la rivendicazione 10 o 11, caratterizzato dal fatto che il detto vettore $y(n)$ subisce un ritardo uguale a quello complessivamente subito dalla detta sequenza stimata a basso ritardo $(\{\hat{x}'_n\})$.

13. Metodo di equalizzazione secondo una qualunque delle rivendicazioni precedenti, caratterizzato dal fatto che comprende inoltre una fase di continuo monitoraggio dell'energia ricevuta sulle antenne (ARY) e di rivelazione di eventuali picchi superiori ad una soglia predeterminata.

14. Metodo di equalizzazione adattativa secondo le rivendicazioni 6 e 13, caratterizzato dal fatto che, ad un istante \bar{n} di rivelazione di un detto picco di energia ricevuta sulle antenne vengono compiute le seguenti azioni:



- aggiornamento anticipato, entro il tempo di simbolo \bar{n} , della so-
triangolare \mathbf{L} della detta matrice $\bar{\mathbf{L}}(n)$ utilizzando i vettori $\mathbf{y}(n)$ ottenuti dai
campioni dei segnali sulle antenne, presenti nei burst memorizzati, a partire
dall'istante \bar{n} fino ad un istante $\bar{n} + \Delta T$ che delimita un transitorio di assestamento
dei valori calcolati nell'aggiornamento della detta matrice $\bar{\mathbf{L}}(n)$;

- aggiornamento, per $\bar{n} < n \leq \bar{n} + \Delta T$, delle matrici $\mathbf{U}(n)$ e $\mathbf{L}_s(n)$ della detta
matrice triangolare $\bar{\mathbf{L}}(n)$ con il detto vettore aggiornamento \mathbf{g}_n ed esecuzione del
detto passo d6) che aggiorna il detto vettore dei pesi ottimi (\mathbf{w}_{opt}) , mantenendo
però costanti i detti campioni della risposta impulsiva del canale $(\bar{\mathbf{h}}_{opt})$ ai valori
assunti al detto istante \bar{n} ;
- ripristino, allo scadere del tempo $\bar{n} + \Delta T$, delle modalità di aggiornamento della
detta matrice $\bar{\mathbf{L}}(n)$ precedenti il detto istante \bar{n} .

15. Metodo di equalizzazione secondo la rivendicazione 14, caratterizzato
dal fatto che detto aggiornamento anticipato della sola matrice triangolare \mathbf{L} , viene
effettuato applicando la generica detta trasformazione elementare \mathbf{Q}_i ai primi M
elementi della i -esima colonna della detta matrice triangolare $\bar{\mathbf{L}}(n)$, dove M è l'ordine
della matrice \mathbf{L} , ripetendo la trasformazione elementare \mathbf{Q}_i per tutti i valori
dell'indice i e memorizzando le trasformazioni avvenute.

16. Equalizzatore in ricevitori di stazioni radio base di un sistema radiomobile
cellulare, in particolare per la cancellazione di interferenti isofrequenziali in segnali
ricevuti da antenne a schiera (ARY) di stazioni radio base di un sistema radiomobile

cellulare, detti segnali ($y(n)$) essendo ricevuti sotto forma di burst di simboli di un burst di trasmissione, comprendente una sequenza di training ($\{x_n\}$) nota al ricevitore, detti burst ricevuti essendo demodulati, digitalizzati, memorizzati, e sincronizzati mediante discriminazione della sequenza di training, caratterizzato dal fatto che comprende:

- a) un filtro spaziale (BMF) dei segnali provenienti dalle antenne ($y(n)$) che combina tra loro simboli corrispondenti dei diversi burst memorizzati sulla base di opportuni pesi ($w_{opt}(n)$);
- b) un filtro temporale (FADAT) adattato ai campioni ($h_{opt}(n)$) della risposta impulsiva del canale trasmissivo, che filtra il segnale ($y_{out}(n)$) proveniente dal detto filtro spaziale (BMF);
- c) mezzi di ottimizzazione congiunta (SYSTOL1,3,4,5) di detti pesi e campioni ($w_{opt}(n), h_{opt}(n)$) sulla base dei simboli di detta sequenza di training ($\{x_n\}$) e dei detti segnali provenienti dalle antenne ($y(n)$) presenti nei burst memorizzati;
- d) un organo decisore (STIM) che stima i simboli ($\{\hat{x}_n\}$) del burst di trasmissione corrispondenti alla sequenza uscente dal filtro temporale adattato;
- e) mezzi di aggiornamento (SYSTOL2,3,4,5) dei valori ottimizzati di detti pesi e campioni ($w_{opt}(n), h_{opt}(n)$) che agiscono al di fuori della finestra temporale della sequenza di training ($\{x_n\}$) e che comprendono i precedenti mezzi a)...d) in cui i

mm
Dario Giustin
 $\{\hat{x}_n\}$

mezzi di ottimizzazione c) agiscono ora sulla base di simboli stimati

dall'organo decisore d), rendendo con ciò detta equalizzazione adattativa.

17. Equalizzatore secondo la rivendicazione 16, caratterizzato dal fatto che detti mezzi di ottimizzazione congiunta (SYSTOL1,3,4,5) comprendono un primo array sistolico (SYSTOL1) che riceve i detti simboli dei burst memorizzati, organizzati come in un vettore algebrico $y(n)$ di M elementi, tanti quante sono le antenne, ed i simboli della detta sequenza di training $(\{x_n\})$ organizzati come in un vettore algebrico $x(n)$ di L elementi, pari alla lunghezza della risposta impulsiva del canale, e genera in corrispondenza di ciascun tempo di simbolo n -esimo un insieme di valori contenuto in una disposizione spaziale di celle che riproduce la forma di una matrice triangolare strutturata $\bar{L}(n)$ i cui elementi hanno i valori dei corrispondenti contenuti delle celle; opportuni sottoinsiemi di detti valori presi al tempo di simbolo n -esimo, aggiornando la stima di un vettore $h_{opt}(n)$ che memorizza i detti campioni ottimi della risposta impulsiva e la stima di un vettore $w_{opt}(n)$ che memorizza i detti pesi ottimi.

18. Equalizzatore secondo la rivendicazione 17, caratterizzato dal fatto che i detti vettori $y(n)$ e $x(n)$ pervengono incolonnati, nell'ordine indicato, all'ingresso delle celle di detto primo array sistolico (SYSTOL1) corrispondenti agli elementi della prima colonna di detta matrice $\bar{L}(n)$, l'insieme di celle della matrice triangolare includendo mezzi di calcolo della segue relazione matriciale:

$$[\alpha \quad out] \leftarrow [\alpha \quad in] \frac{1}{\sqrt{1+|\rho|^2}} \begin{bmatrix} 1 & \rho \\ \rho^* & -1 \end{bmatrix}$$



Mario Giustini

dove:

- α puntato dalla freccia indica il nuovo contenuto della cella;
- out è un segnale uscente;
- in è un segnale entrante in ciascuna cella; e
- ρ è un segnale sia entrante che uscente, calcolato come segue:

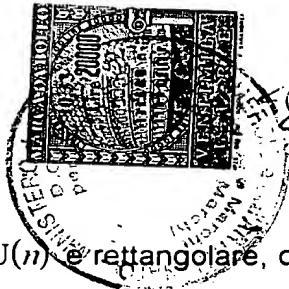
$$\rho = \frac{in}{\alpha};$$

le celle corrispondenti agli elementi della diagonale principale di detta matrice $\bar{L}(n)$ contenendo mezzi di calcolo alternativi, tali per cui per cui il segnale ρ è solo uscente, il segnale out è assente, ed il contenuto α è aggiornato come segue:

$$\alpha \leftarrow \sqrt{|\alpha|^2 + |in|^2}.$$

19. Equalizzatore secondo le rivendicazioni 16 e 18, caratterizzato dal fatto che detti mezzi di aggiornamento (SYSTOL2,3,4,5) comprendono un secondo array sistolico (SYSTOL2) le cui celle includono mezzi di calcolo che differiscono da quelli di detto primo array sistolico (SYSTOL1) per il solo fatto che il contenuto α viene moltiplicato per un valore numerico costante $\sqrt{\lambda}$, dove λ è una costante reale arbitraria, inferiore all'unità, scelta in relazione alla non stazionarietà del canale per rendere più efficace la detta equalizzazione adattativa.

20. Equalizzatore secondo la rivendicazione 18 o 19, caratterizzato dal fatto che detta matrice triangolare $\bar{L}(n)$, immagine di detti primo e secondo array sistolici (SYSTOL1, SYSTOL2), è definita come segue:



Ministero
Giustini

$$\bar{L}(n) = \begin{bmatrix} L(n) & 0 \\ U(n) & L_s(n) \end{bmatrix},$$

in cui gli elementi $L(n)$ e $L_s(n)$ sono pure matrici triangolari, e $U(n)$ è rettangolare, o quadrata.

21. Equalizzatore secondo la rivendicazione 20, caratterizzato dal fatto che i detti mezzi di ottimizzazione (SYSTOL1,3,4,5), o i detti mezzi di aggiornamento (SYSTOL2,3,4,5), comprendono inoltre un terzo array sistolico (AUTOVET) ed un quarto (SYSTOL5) posti in cascata, detto terzo array ricevendo il detto elemento $L_s(n)$ ed aggiornando gli elementi del detto vettore $h_{opt}(n)$, e detto quarto array sistolico ricevendo i detti elementi $L(n)$ e $U(n)$ ed il vettore $h_{opt}(n)$, ed aggiornando gli elementi di detto vettore $w_{opt}(n)$.

22. Equalizzatore secondo una qualunque delle rivendicazioni da 16 a 21, caratterizzato dal fatto che detto organo decisore (STIM) è uno stimatore di Viterbi che stima a massima verosimiglianza la sequenza di simboli $(\{\hat{x}_n\})$ del burst di trasmissione, utilizzando per questo i detti campioni ottimizzati della risposta impulsiva del canale $h_{opt}(n)$ per calcolare i valori di opportune metriche di ramo di un trellis che indica tutte le possibili transizioni di stato del ricevitore, l'espressione delle metriche di ramo essendo nota nei detti ricevitori.

23. Equalizzatore secondo le rivendicazioni 16 e 22, caratterizzato dal fatto che inoltre comprende:

- mezzi di memorizzazione (DECTEMP) dei simboli appartenenti ad un percorso di stima selezionato nel trellis, con un ritardo di durata ΔT inferiore al ritardo di

emissione dei simboli della detta sequenza stimata a massima verosimiglianza

$(\{\hat{x}_n\})$, i simboli memorizzati essendo organizzati come un vettore algebrico $\hat{x}'(n)$

che perviene all'ingresso di detto secondo array sistolico (SYSTOL2);

- mezzi di ritardo (RIT) che ritardano di ΔT il detto vettore algebrico $y(n)$ prima che raggiunga il detto secondo array sistolico (SYSTOL2);

- mezzi logici (MID) di rilevazione della coincidenza, o non, tra la posizione nel burst dei simboli ricevuti e la finestra temporale della sequenza di training nei simboli trasmessi $(\{x_n\})$;

- mezzi di selezione (SEL), controllati dai detti mezzi logici (MID) di rilevazione, che, in caso di coincidenza con la sequenza di training, prolungano il bus su cui viaggia il detto insieme di valori $\bar{L}(n)$ all'ingresso di detto terzo array sistolico (AUTOVET) e, parallelamente, all'ingresso di detto quarto array sistolico (SYSTOL5), mentre in caso di non-coincidenza prolungano invece il bus che trasporta detto insieme di valori $\bar{L}'(n)$;

- mezzi di trascrizione (CONT) del contenuto di detto primo array sistolico (SYSTOL1) nelle corrispondenti celle del detto secondo array sistolico (SYSTOL2), comandati dai detti mezzi logici (MID) di rilevazione della sequenza di training, che attivano la trascrizione in concomitanza con la transizione di chiusura della finestra temporale della sequenza di training.

24. Equalizzatore secondo la rivendicazione 23, caratterizzato dal fatto che inoltre comprende:

- mezzi di rilevazione di un istante \bar{n} di accadimento di un picco di energia nei detti segnali ricevuti sulle antenne, e di generazione di un segnale di presenza di forte interferente (PIC'), attivo esternamente alla finestra temporale della sequenza di training per la detta durata ΔT ;
- mezzi di interruzione (SWT) di detto prolungamento verso l'ingresso di detto terzo array sistolico (AUTOVET), controllati da detto segnale di presenza di forte interferente (PIC');
- mezzi di congelamento del contenuto $(h_{opt}(n))$ di detto quarto array sistolico (SYSTOL5) al detto istante \bar{n} , controllati da detto segnale di presenza di forte interferente (PIC');
- mezzi (COM, FIFO) di variazione della configurazione interna di detto secondo array sistolico (SYSTOL2), controllati da detto segnale di presenza di forte interferente (PIC').

25. Equalizzatore secondo la rivendicazioni 24, caratterizzato dal fatto che i detti mezzi (COM, FIFO) di variazione della configurazione interna di detto secondo array sistolico (SYSTOL2) includono dei commutatori elettronici (COM) sezionanti le linee dell'array che connettono le celle corrispondenti agli elementi dell'ultima riga della detta matrice triangolare $L(n)$ con gli elementi della prima riga della detta matrice rettangolare $U(n)$, e che connettono altrettante memorie FIFO tra le due estremità delle linee sezionate.

26. Equalizzatore secondo una qualunque delle rivendicazioni da 17 a 25, caratterizzato dal fatto che i detti primo (SYSTOL1) e secondo (SYSTOL2) array

sistolici sono conglobati in un unico array avente la comune struttura triangolare di celle dei detti primo e secondo array, e che include mezzi aggiuntivi di moltiplicazione di detto contenuto α delle singole celle per il detto valore numerico costante $\sqrt{\lambda}$, detti mezzi di moltiplicazione essendo controllati dai detti mezzi logici di rilevazione (MID) della finestra temporale della sequenza di training.

27. Equalizzatore secondo la rivendicazione 21, caratterizzato dal fatto che detto terzo array sistolico (AUTOVET), è ripartito nella cascata di due array sistolici (SYSTOL3, SYSTOL4) di identica struttura triangolare, di cui, l'array a monte (SYSTOL3) riceve il detto insieme di valori $L_s(n)$, ed il precedente vettore $h_{opt}(n-1)$ dall'array posto a valle, e calcola un vettore intermedio u_n , che fornisce all'array a valle (SYSTOL4), a cui perviene inoltre un insieme di valori $L_s^*(n)$, per il calcolo di detto vettore $h_{opt}(n)$.

28. Equalizzatore secondo una qualunque delle rivendicazioni da 16 a 27, caratterizzato dal fatto che quando detta sequenza di training appartiene ad un midambolo corto rispetto alla lunghezza dell'intero burst, il detto equalizzatore viene duplicato, i due equalizzatori processando parallelamente l'uno, o l'altro, dei due semiburst ai due lati del midambolo, e fornendo una rispettiva sottosequenza stimata ad un circuito di ricostruzione del burst che pone nell'esatto ordine temporale i simboli delle due sottosequenze stimate, ottenendo un'unica detta sequenza dei dati trasmessi stimata a massima verosimiglianza $\{\hat{x}_n\}$.



Italtel spa

monachio
Gilio Giustini

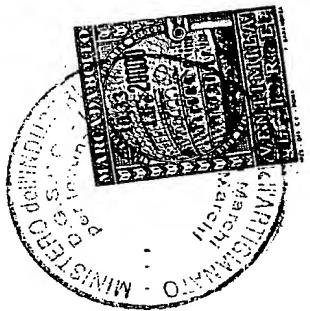
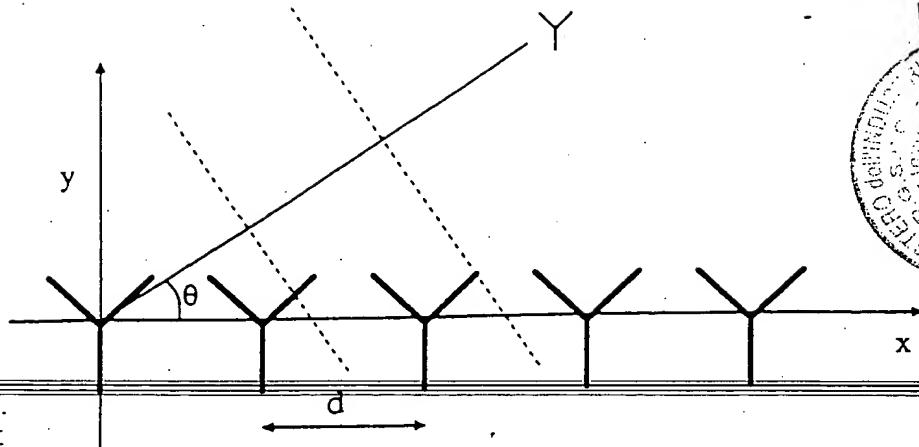


FIG. 1

MI 58 A 1280

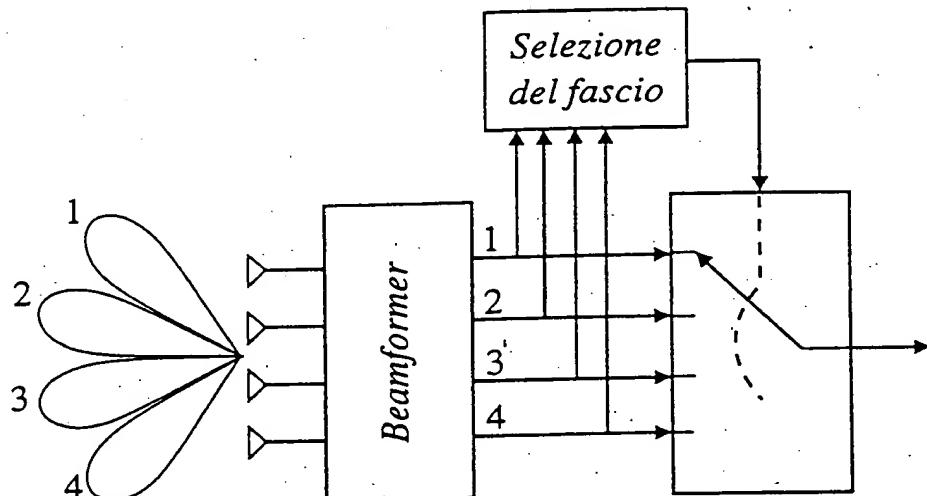


FIG. 2

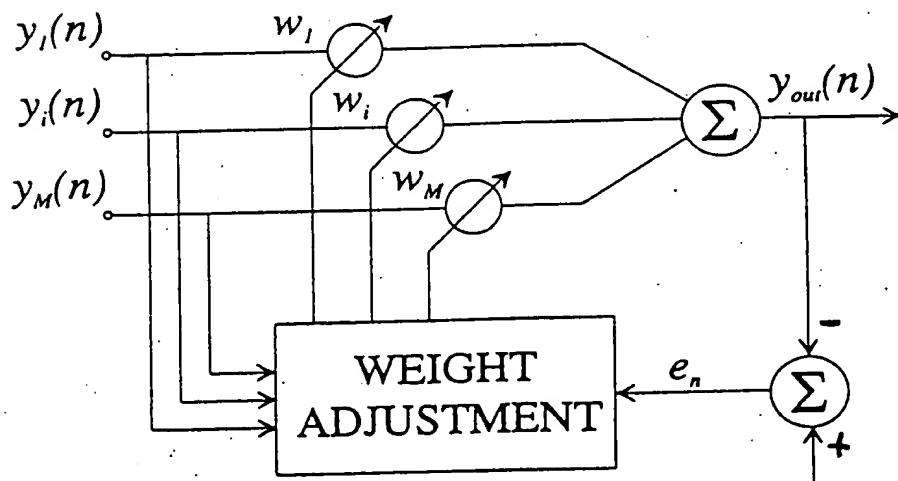


FIG. 3



Italtel spa

22 maggio 1970
Dario Giustini

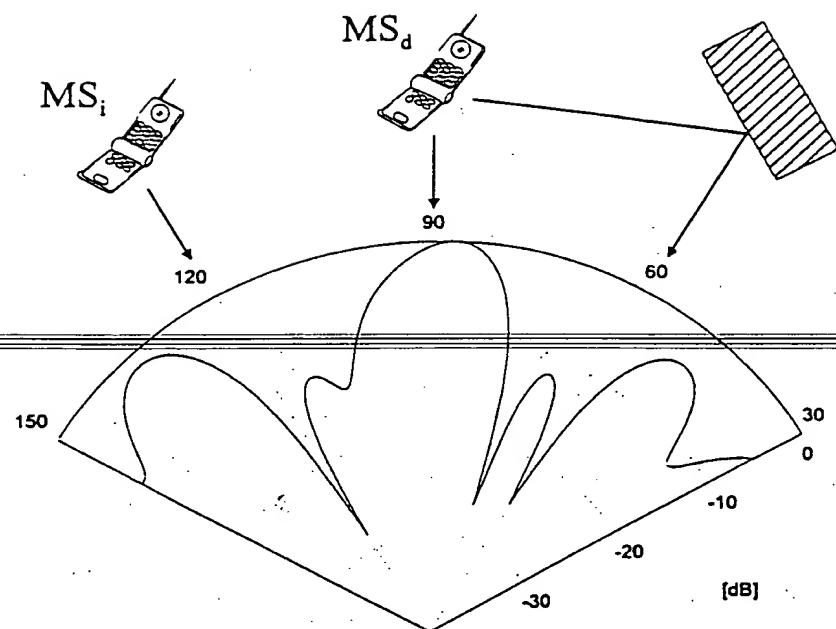


FIG. 4

MI 58 A 12810

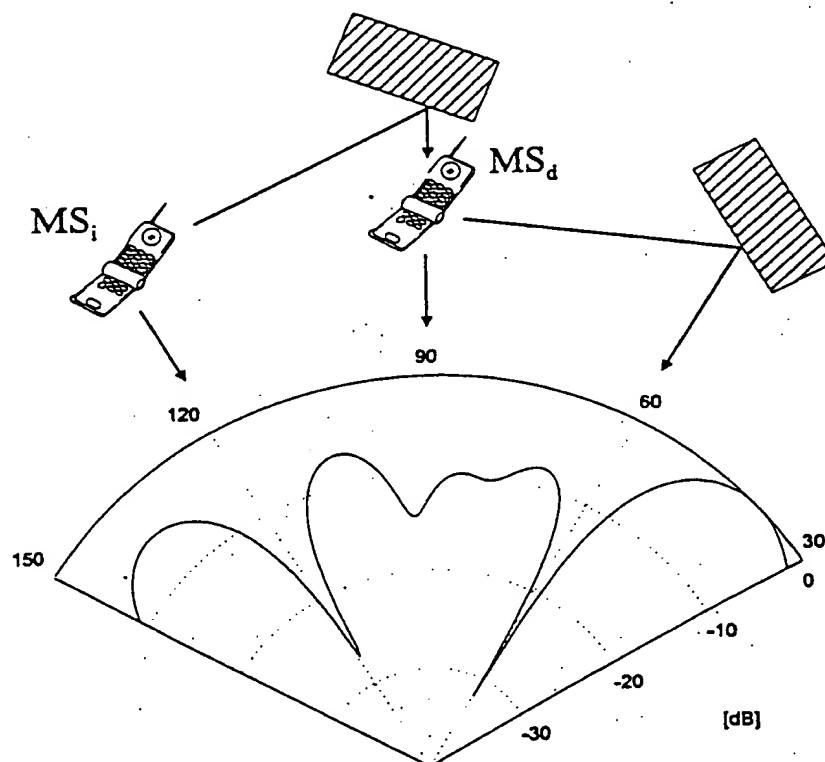


FIG. 5



Italtel spa

 G. Giustini

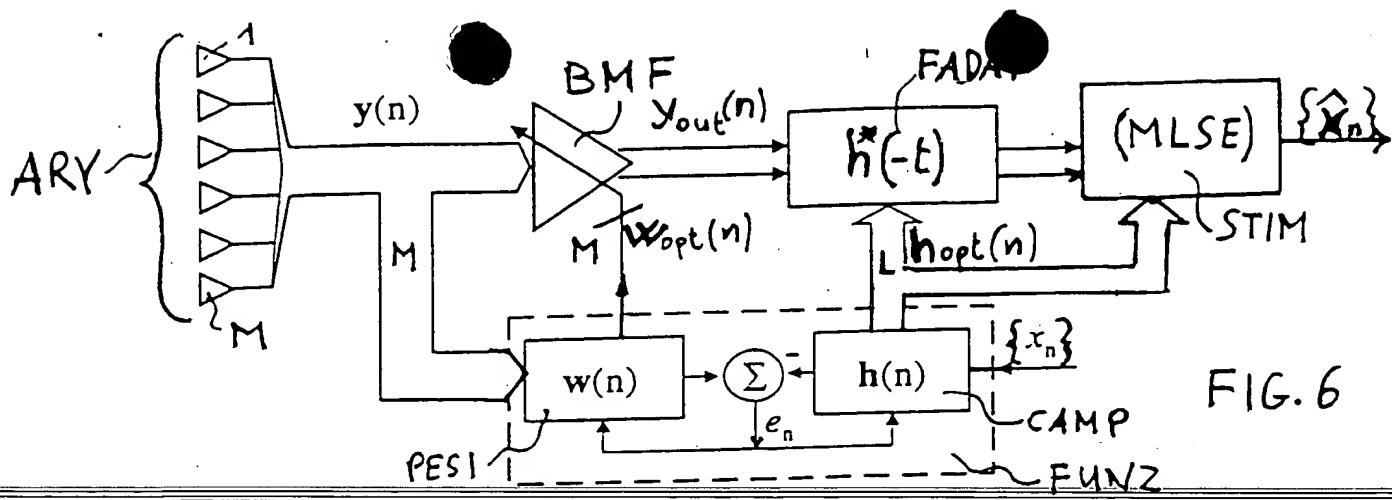


FIG. 6

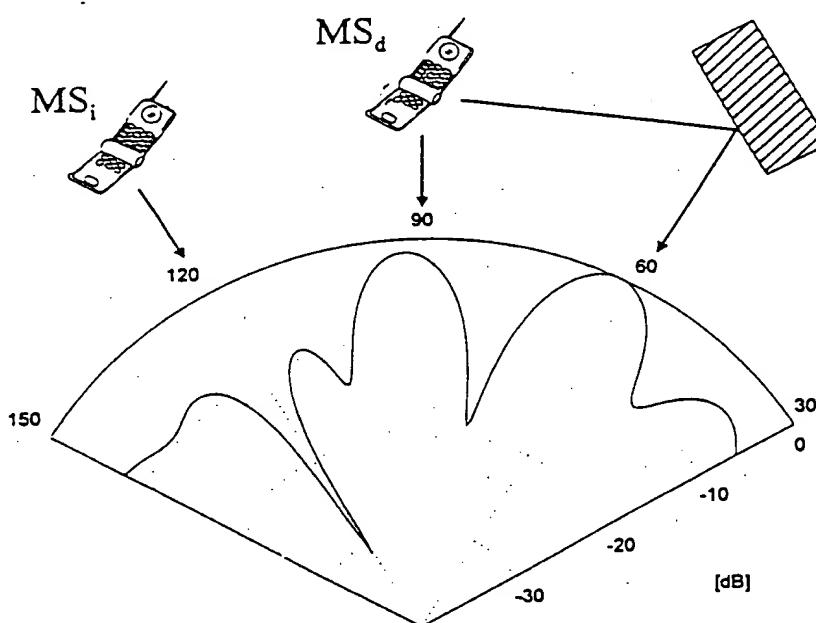


FIG. 7

M1 5 8 A 1 2 8 0

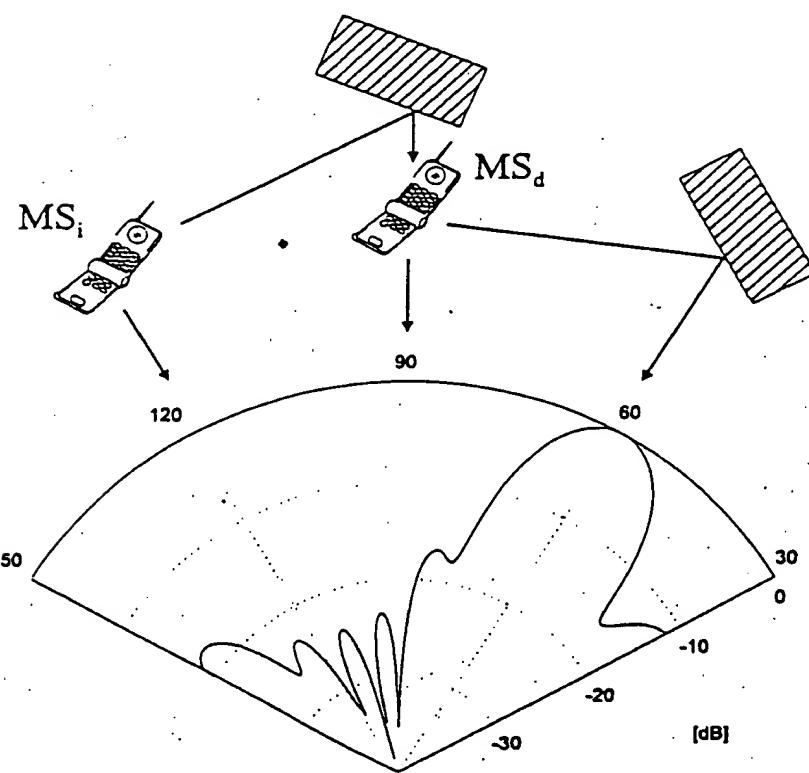


FIG. 8



Italtel spa
Riunite
G. Giustino

MI 58 A 1280

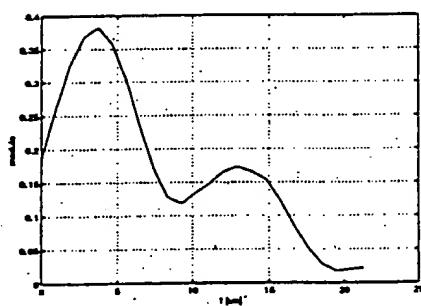
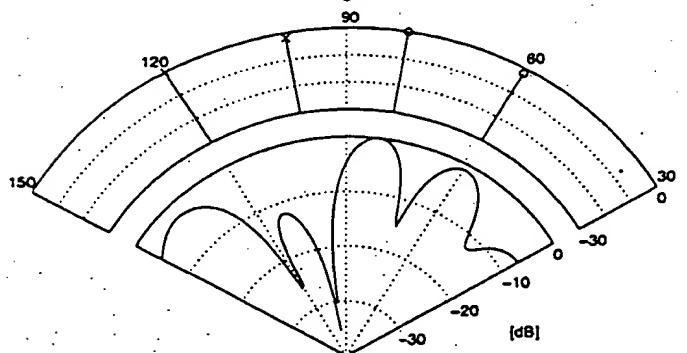
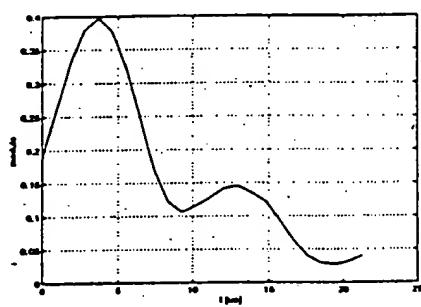
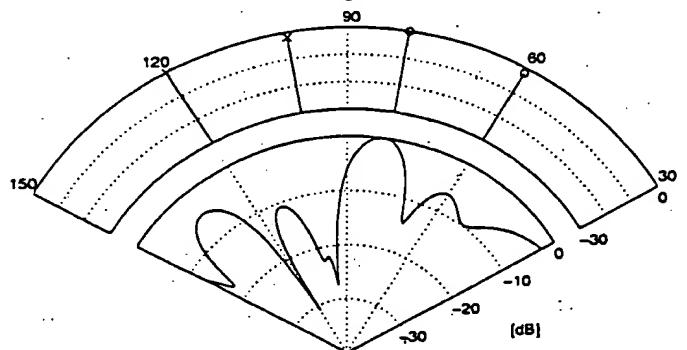
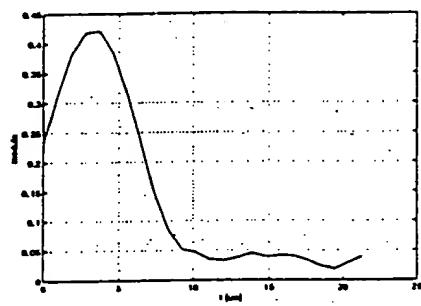
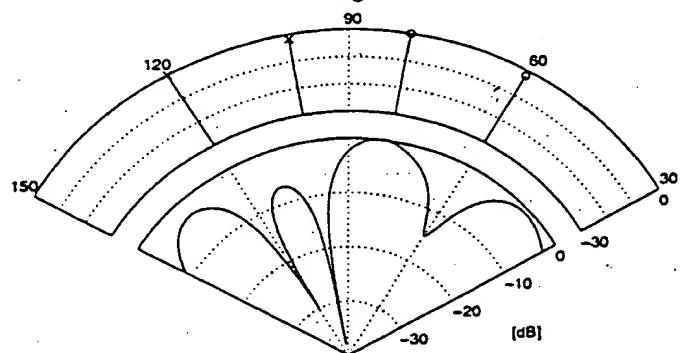
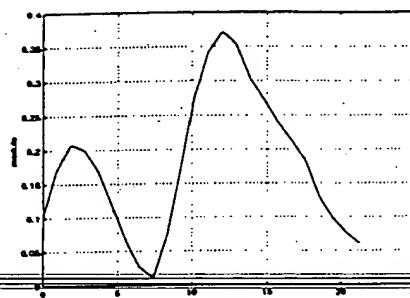
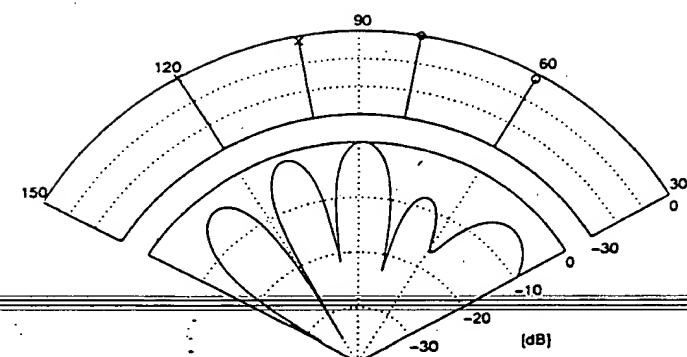


FIG. 9



Italtel spa

mandataria

Bello Giustini

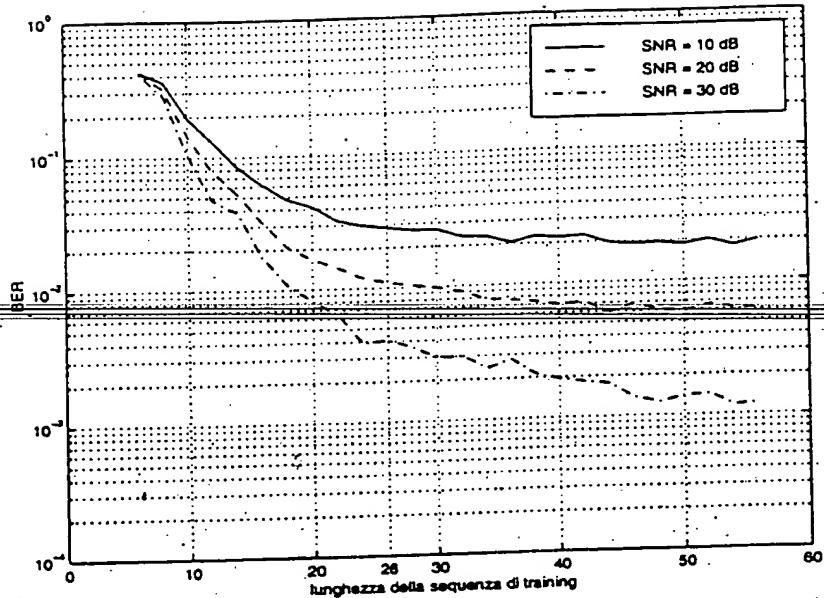


FIG. 10

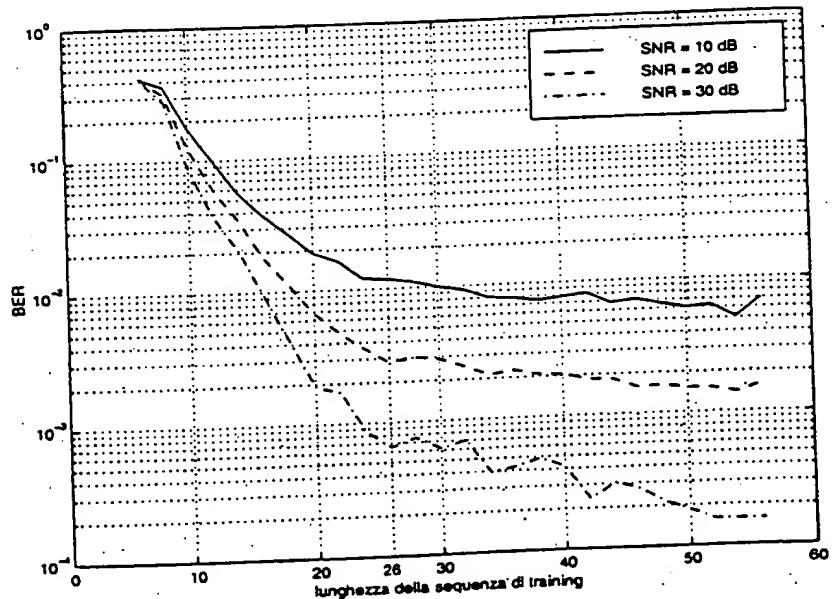
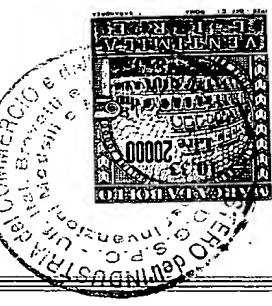


FIG. 11



MI 58 A 128 8



Italtel spa

Si ringrazierà
dello Giustino

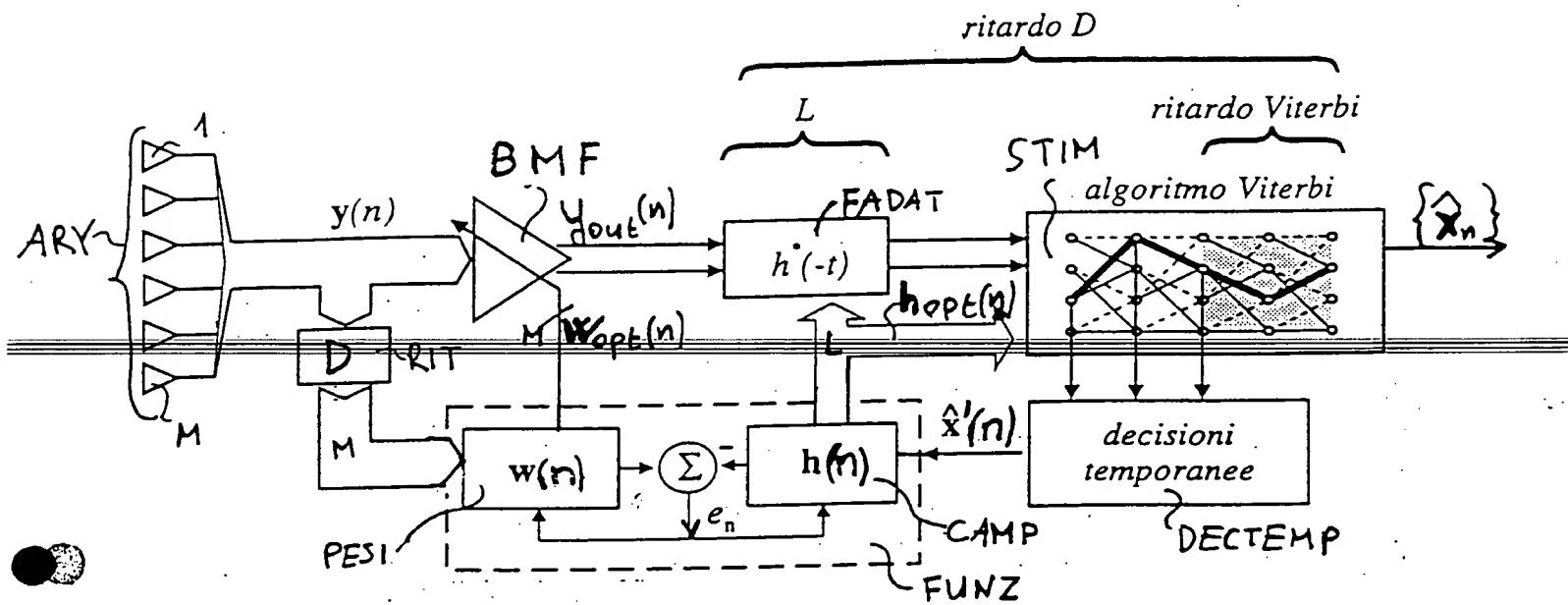


FIG. 12

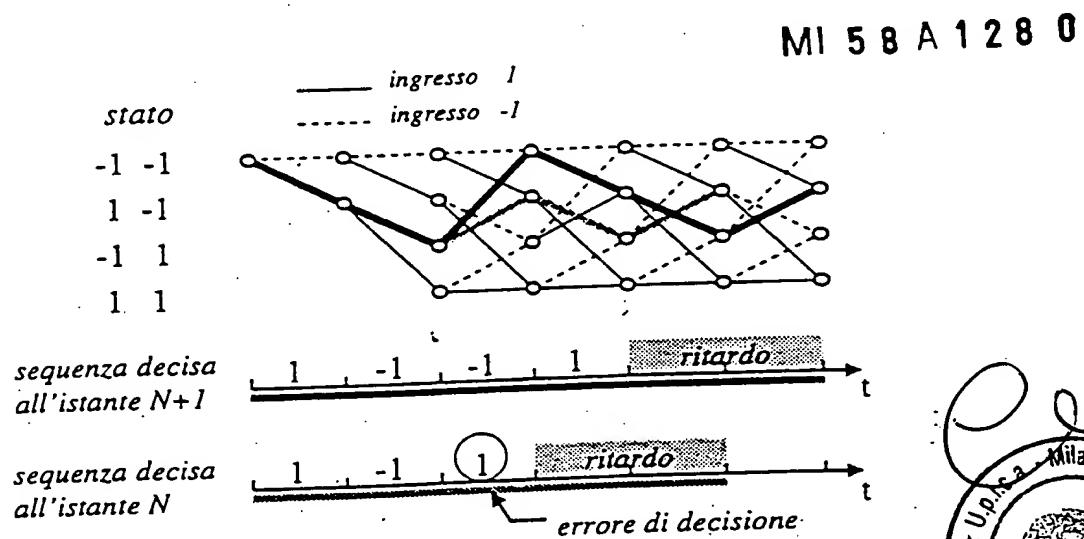


FIG. 13



Italtel spa

22 maggio 1994
Dello Giusto

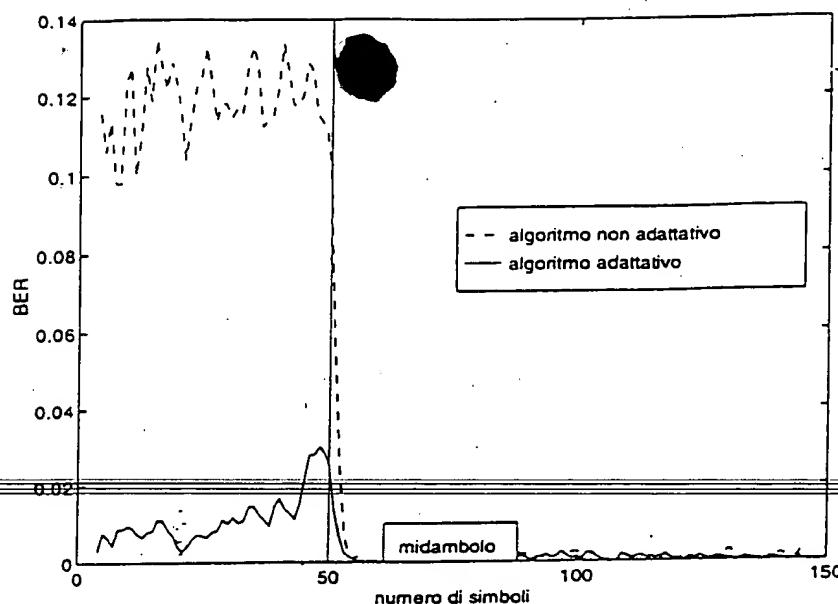
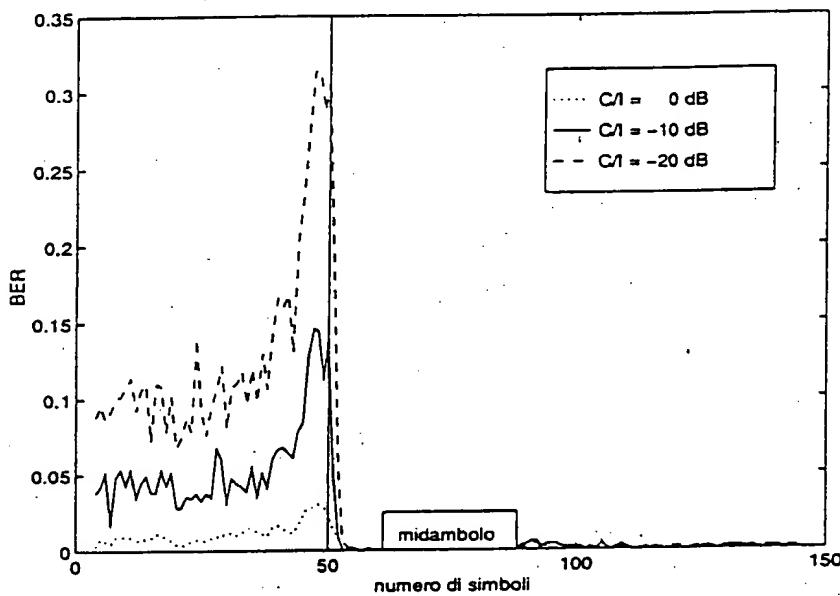


FIG. 14



MI 58 A 1280

FIG. 18

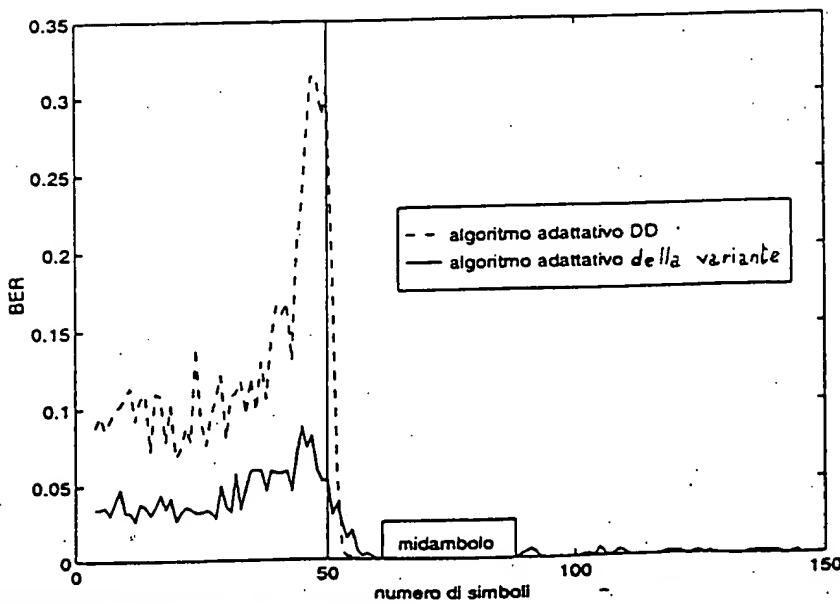
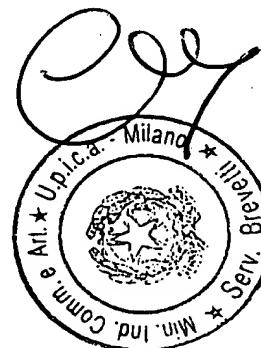


FIG. 19



Italtel spa

monastero
Ulio Giustini

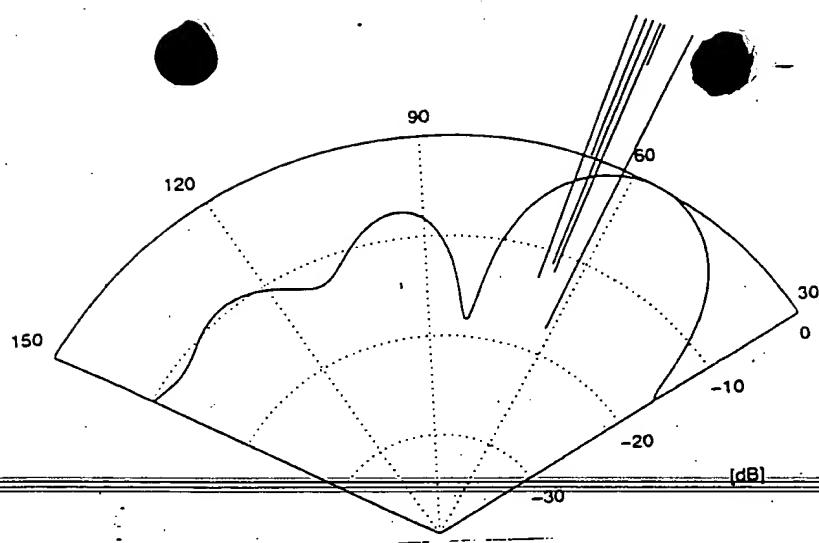
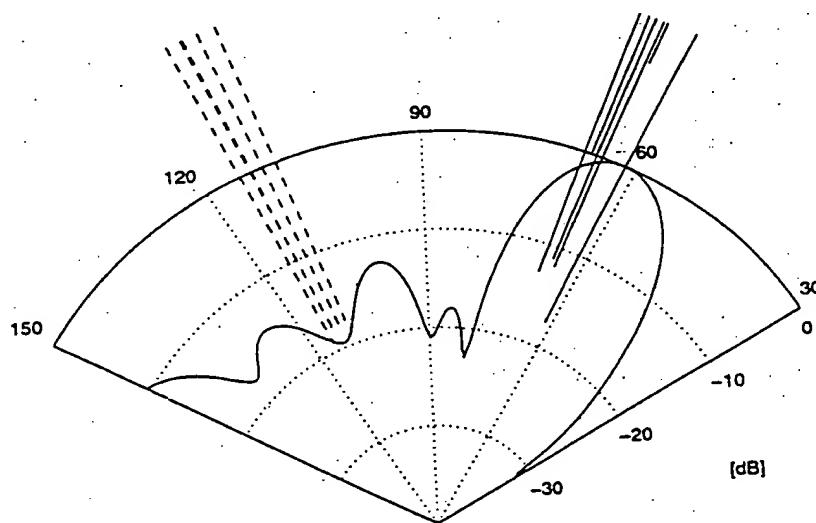


FIG. 15



MI 58 A 12810

FIG. 16

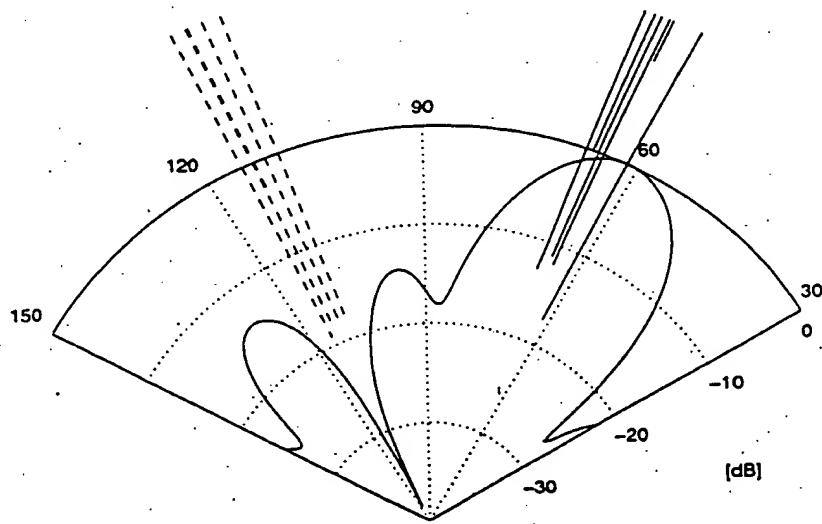
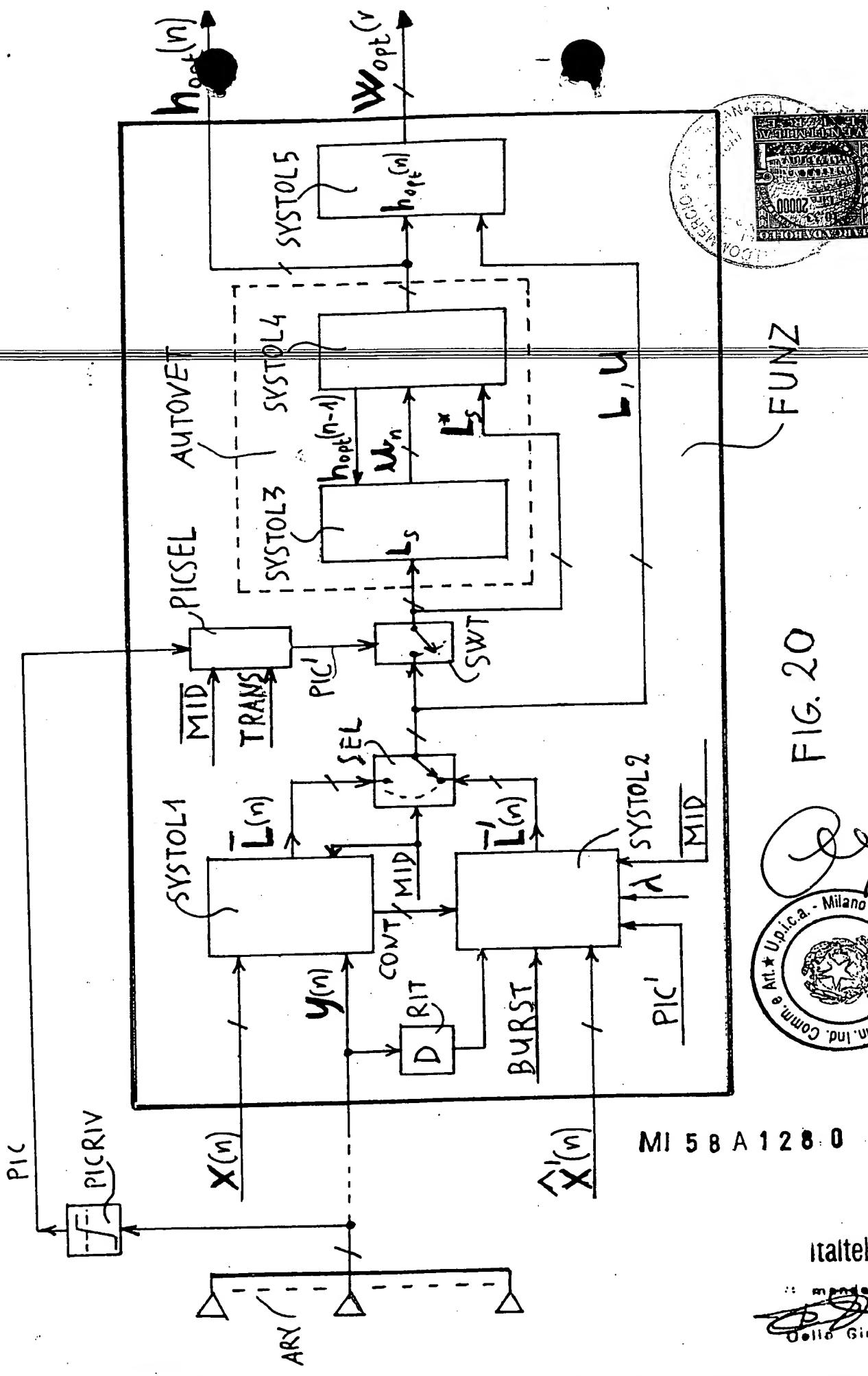


FIG. 17

Itali





MI 58 A 128.0

Italtel spa

impostato
Della Giustini

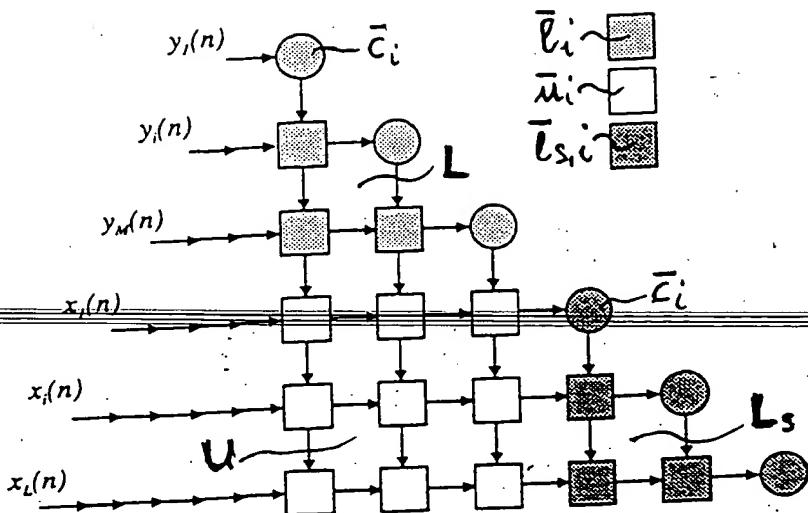


FIG. 21

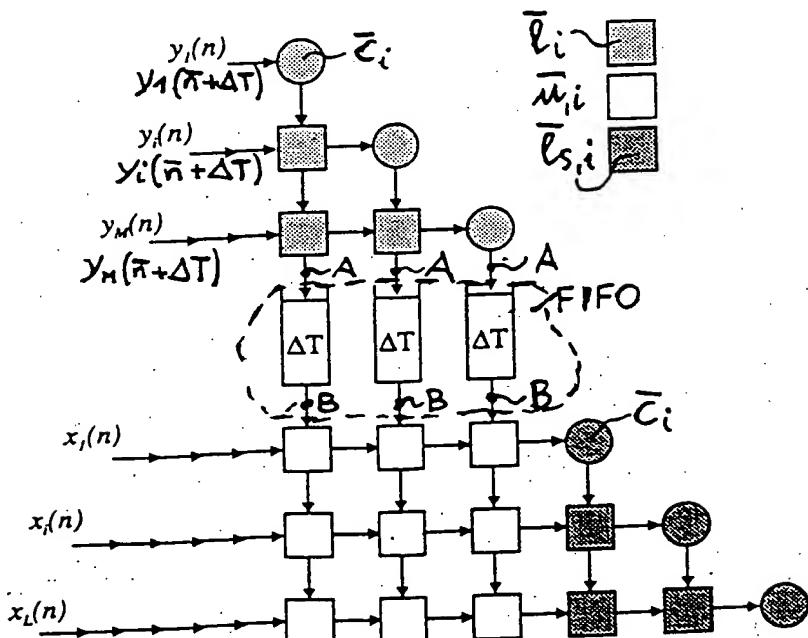


FIG. 22

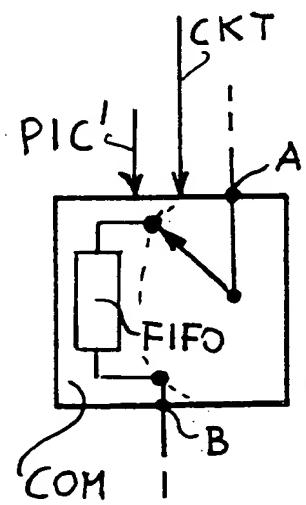


FIG. 23

MI 58 A 1280

Italtel spa
 mandarota
 della Ginevra

**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record**

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- BLACK BORDERS**
- IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES**
- FADED TEXT OR DRAWING**
- BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING**
- SKEWED/SLANTED IMAGES**
- COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS**
- GRAY SCALE DOCUMENTS**
- LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT**
- REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY**
- OTHER:** _____

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.

THIS PAGE BLANK (USPTO)